

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعة سعد دحلب البليدة 1

UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA 1



كلية العلوم – دائرة الفيزياء

Faculté des Sciences

Département de Physique

MEMOIRE DE PROJET DE FIN D'ETUDES POUR L'OBTENTION DU

DIPLÔME DE :

MASTER EN PHYSIQUE

Option : Physique Appliquée aux Microsystèmes

THÈME :

**SIMULATION DE LA REPONSE
ELECTROMECHANIQUE D'UNE LIGNE A RETARD
SAW ET OPTIMISATION DE LA CONCEPTION**

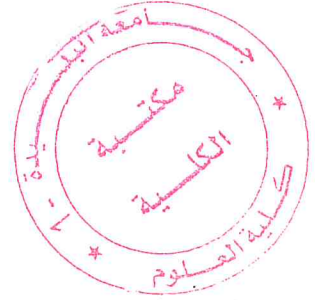
Présenté par :

OUZZANI Hamza & BENKADI Yassine

Le jury est composé de :

A. AMRANE	MAA, Université Blida 1	Président
A. HASSEIN-BEY	MCB, Université Blida 1	Examinateur
R. SERHANE	MRB, C.D.T.A., Alger	Promoteur

Promotion: 2016/2017



Remerciements

Avant de présenter notre travail, nous tenons à exprimer toute notre gratitude et notre reconnaissance envers Dieu et puis à nos Parents respectifs, qui ont mis tous leurs moyens pour qu'on puisse aujourd'hui arriver à cette étape dans nos études. Et aussi pour tout le soutien matériel et moral qu'ils nous ont apporté dans tout notre cursus scolaire et universitaire. C'est grâce à eux que nous en sommes là aujourd'hui.

Nous tenons à exprimer nos profondes gratitudes et nos sincères remerciements à notre promoteur Dr. Rafik Serhane, Maître de recherche au sein de l'équipe MEMS & Sensors au CDTA Baba Hassene Alger, de nous avoir défini ce sujet et nous a l'aidé tout au long ce travail.

On adresse nos vifs remerciements au Dr. Abdelkader Hassen-Bey du groupe nanophysique du département de physique au niveau de l'USDB(1) qui par ses remarques observations et suggestions nous a apporté une grande aide pour l'aboutissement de ce travail.

On remercie également Mr Amine Amrane d'avoir accepté de juger ce travail et de nous avoir fait l'honneur de présider le jury de cette soutenance.

Enfin, nous tenons à remercier nos amis (es) de l'USDB(1), en particulier ceux de notre promotion (physique appliquée aux microsystèmes), pour leurs encouragements et leur soutien moral.

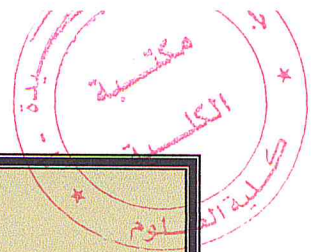


Table des matières

Nomenclature.....	1
Introduction générale.....	2
CHAPITRE (I): GENERALITES ET ETAT DE L'ART SUR LA PIEZOELECTRICITE, LES RESONATEURS PIEZOELECTRIQUES ET LES ONDES DANS LES MILEUX PERIODIQUES	
Introduction	04
I.1. La piézoélectricité.....	04
I.1.1. Définition	04
I.1.2. Symétrie et piézoélectricité	05
I.1.3. Les matériaux piézoélectriques.....	05
I.1.3.1. Les céramiques :	05
I.1.3.2. Les polymères	06
I.1.3.3. Les composites	06
I.1.3.4. Les cristaux	06
I.1.4. Choix du matériau piézoélectrique :	06
I.1.5. Tenseur piézoélectrique :	07
I.1.5.1. L'oxyde de Zinc (ZnO).....	07
I.2. Les ondes élastiques:	08
I.2.1. Définition :.....	08
I.2.2. Ondes de surface de type Rayleigh ou (R):.....	09
I.3. Résonateurs piézoélectriques :	10
I.3.1. Résonateur BAW.....	10
I.3.2. Résonateur SAW.....	11
I.3.2.1. Historiques:.....	11
I.3.2.2. Définition :	12
I.3.2.3. Principe de fonctionnement d'un SAW:.....	12
I.3.2.3.1. Réponse fréquentielle d'un IDT	14
I.4. Ondes dans les milieux périodiques :	18
I.4.1. Cristaux phononiques :.....	19
I.4.1.1. Historique :.....	19
I.4.1.2. Définition des cristaux phononiques	20
I.4.1.2.1. Périodicité à une dimension.....	21
I.4.1.2.2. Périodicité à deux dimensions	21
I.4.1.2.3. Périodicité à trois dimensions	22
I.4.2. les gaps phononique.....	25
I.4.3. Structures de bande et bande interdite phononique.....	26
Conclusion.....	27
CHAPITRE (II) : PROCEDURE DE SIMULATION PAR ELEMENTS FINIS D'UN RESONATEUR 'SAW' BIDIMENSIONNEL (2D)	
Introduction	28
II.1. Description du logiciel Comsol Multi-physics	28
II.2. Méthode des Eléments Finis	29
II.3. Simulation 2D d'un SAW (Etude modale et harmonique d'une cellule).....	30
II.3.1. Etude modale d'une cellule.....	31
II.3.1.1. La géométrie de la structure de SAW.....	31
II.3.2. Etude harmonique d'une cellule.....	33
II.4. Etude de la structure globale de la lingé à retard SAW.....	34
II.4.1. Procédure de simulation du SAW par Comsol.....	34
II.4.1.1. Choix de la dimension de l'espace de simulation.....	34
II.4.1.2. Choix de la physique	35
II.4.1.3. Paramètres géométriques du modèle	35



II.4.1.4. La géométrie de la structure SAW	36
II.4.1.5. Matériaux constituant la structure.....	37
a) Le Silicium (Si)	37
b) L'oxyde de silicium SiO ₂	38
c) L'oxyde de zinc (ZnO)	38
d) Electrode, IDT, en Al	39
II.5. Les Conditions aux limites appliquées.....	40
II.5.1. Matériaux piézoélectrique.....	40
II.5.2. Matériaux élastiques linaires.....	41
II.5.3. Conditions aux limites électriques (<i>Grounds, Terminal</i>) à l'entrée et à la sortie.....	41
II.5.3.1. Conditions aux limites électriques (<i>Grounds, Terminal</i>).....	41
II.5.3.2. Conditions aux limites mécaniques	42
II.6. Maillage de la structure.....	43
II.7. Définition de l'intervalle fréquentiel de l'étude.....	43
II.8. Lancement du calcul	43
II.9. Poste traitement des résultats.....	43
II.9.1. La réponse électrique et mécanique de résonateur SAW.....	43
II.9.2. Définition de l'admittance électrique.....	44
II.9.3. Facteur de qualité de résonateur SAW.....	45
a) Diélectrique.....	46
b) Electrique.....	46
c) Mécanique.....	46
Conclusion.....	47
CHAPITRE (III) : ETUDE DE LA REPONSE ELECTROMECHANIQUE DE LA STRUCTURE SAW EN ABSENCE ET EN PRESENCE DES CRISTAUX PHONONIQUES	
Introduction	48
III.1. Structure SAW sans l'ajout des PnC	48
III.1.1. Réponse électrique	48
III.1.2. Courbe de dispersion	50
III.2. Influences des paramètres de conception	51
III.2.1. Influence de la périodicité des électrodes p_e	51
III.2.2. Influence de la longueur de la zone active L	52
III.2.3. Influence du nombre de paires d'électrodes	53
III.3. Structure SAW avec PnC sous forme de miroir de Bragg	54
III.3.1. Influences des paramètres géométriques de PnC	54
III.3.1.1. Influence de la périodicité des PnC (p_{PnC}).....	54
III.3.1.2. Influence de la hauteur des PnC (h_{PnC}).....	55
III.3.1.3. Influence du nombre de PnC (N_{PnC}).....	55
III.4. Choix des paramètres géométriques et réponse électromécanique.....	56
III.5. Coefficient de réflexion S_{11} de la structure avec PnC de Bragg.....	58
III.6. Courbe de dispersion de la structure avec PnC de Bragg.....	58
III.7. Structure SAW avec PnC sous forme de pillier résonant.....	59
III.7.1. Choix du couple (h_{PnC}, p_{PnC}) permettant de fixer la fréquence de résonance.....	59
III.7.2. Courbe de dispersion de pillier résonant.....	61
III.7.3. Réponse électromécanique du SAW couplé aux pilliers résonants	61
Conclusion.....	63
Conclusion générale et perspectives.....	65
Références bibliographiques.....	68
ANNEXE (A).....	72
ANNEXE (B)	77

Liste des Figures

Figure I.1 : L'effet piézoélectrique direct et inverse dans un matériau piézoélectrique [6]	04
Figure I.2 : Origine de la piézoélectricité, (a) Corps Centro-symétrique (Non piézoélectrique) et (b) Corps non Centro-symétriques (Piézoélectriques)[9].....	05
Figure I.3 : Oxyde de Zinc (ZnO) ; (a) : poudre, (b) : nanoparticules.....	08
Figure I .4 : Onde de Rayleigh dans un solide semi-infini. S : surface libre, n : sens de propagation. a) décroissance de la composante longitudinale u_1 et de la composante transversale u_2 en fonction de la profondeur .b) Ondulation de la surface [18].....	09
Figure I.5 : exemples de résonateur BAW [19].....	10
Figure I.6 : L'histoire des dispositifs SAWs [20].....	11
Figure I.7 : Résonateur SAW [5].....	12
Figure I . 8 : Transducteur inter-digité déposé sur la surface d'un substrat piézoélectrique [18].....	12
Figure I . 9 : Principe de fonctionnement et caractéristiques d'un dispositif à ondes élastiques de surface [27].....	13
Figure I .10 : Schéma symbolique d'un SAW [29].....	14
Figure I.11 : Réponse impulsionnelle, a) du système d'électrodes IDT 1, b) de la ligne à retard SAW.....	15
Figure I .12 : Réponse impulsionnelle d'un IDT [32].....	12
Figure I .13 : Cristal phononique pour les ondes de surface [42].....	20
Figure I .14 : Illustration des réseaux ayant une périodicité à:(a) une dimension, (b) à deux dimensions et (c) à trois dimensions [45].....	21
Comparaison avec et sans PnC d'un résonateur pilier.....	21
Figure I.15 : Empilement unidimensionnel de couches de deux matériaux de densités différentes	22
Figure I .16 : Représentations schématiques d'un cristal phononique bidimensionnel [47]	22
Figure I .17 : La première structure BIP 3D [48].....	22
Figure I .18 : Illustration des réseaux :(a) carrés, (b) hexagonal ou triangulaire et hexagonal, (c) structure en nid d'abeille ; le motif des deux premiers réseaux (a) et (b) ne comporte qu'un seul atome, le motif du troisième (c) est formé de deux atomes [49].....	23
Figure I .19 : réseau direct [46].....	24
Figure I .20 : Premières zones de Brillouin d'un réseau carré. Les plans de Bragg sont tracés en différentes couleurs, la ZB n3 est atteinte en traversant 2 plans de Bragg (droite noire puis droite rouge).....	25
Figure I .21 : Principe de réflexion de Bragg.....	25
Figure I .22 : Diagramme de bandes d'un cristal phononique constitués de trous d'air percés dans une membrane AlN/SiO ₂ , avec un remplissage de 60 %, calculé par éléments finis [58].....	27
Figure II.1 : Décomposition du domaine en éléments.....	29
Figure II.2 : Structure SAW à étudier.....	30
Figure II.3 : Géométrie d'une cellule de résonateur SAW, avec la condition de périodicité.....	32

Figure II.4 : Champ de déplacements mécanique d'une cellule unitaire du SAW aux différentes fréquences propre.....	32
Figure II.5 : Réponse électrique d'une cellule de la résonateur SAW et champ de déplacements mécanique (u_x , u_z et u_{tot}).....	33
Figure II.6 : les différentes parties constituant la structure SAW simulée.....	36
Figure II.7 : Affectation du Si à la région substrat	37
Figure II.8 : Affectation du SiO2 comme isolant entre Si et ZnO... ..	38
Figure II.9 : Affectation du ZnO à la région active.....	39
Figure II.10 : Affectation du matériau Al aux électrodes <i>IDTs</i>	39
Figure II.11 : Définition des régions élastiques.....	41
Figure II.12 : Définition des conditions aux limites électriques.....	42
Figure II.13 : Définition des conditions aux limites mécanique.....	42
Figure II.14 : Maillage de la structure.....	43
Figure II.15 : La réponse électrique et mécanique de la ligne à retard SAW.....	45
Figure III.1 : Potentiel électrique de sortie V_{out}	49
Figure III.2 : S_{11} les pertes de retour (Réflexion), S_{21} et les pertes d'insertion (Transmission).....	49
Figure III.3 a) champ de déplacement mécanique $u(x, f)$ à chaque fréquence, b) courbe de dispersion.....	50
Figure III.4 : l'influence de la périodicité p_e (distance définissant une paire d'électrodes.....	51
Figure III.5 : Influence de la longueur de la ligne à retard SAW sans l'ajout du <i>PnC</i>	52
Figure III.6 : Influence de nombre de paires d'électrode IDT sur la réponse électrique du SAW sans l'ajout du <i>PnC</i>	53
Figure III.7 : Influence du longueur de périodicité p_{pnc}	54
Figure III.8 : Influence de la hauteur de réflecteur de Bragg h_{pnc}	55
Figure III.9 : Influence du nombre de réflecteurs.....	56
Figure III.10 : a, b, c et d) Le champ de déplacement mécanique de tout la ligne à retard SAW aux fréquences de résonances f_R et f_S (a et b sans <i>PnC</i>) et (c et d avec <i>PnC</i>). e) La réponse électrique avec et sans <i>PnC</i>	57
Figure III.11 : La réponse électrique en termes de pertes de retour exprimée par le paramètre S_{11} , comparaison avec et sans <i>PnC</i>	58
Figure III.12 : Courbe de dispersion des <i>PnC</i> de Bragg.....	59
Figure III.13 : Cellule unitaire du pilier résonnant , exemple de couple ($p_g=100$ nm et $h_g=503,53$ nm)	60
Figure III.14 : Courbe de dispersion de pilier résonnant.....	61
Figure III.15 : La réponse électrique du SAW couplé avec les piliers résonants.....	62
Figure III.16 : Le champ déplacement mécanique de la ligne à retard SAW avec les résonateurs sous forme pilier en ZnO.....	62
Figure III.17 : Comparaison des pertes de retour S_{11} du SAW en présence et en absence des <i>PnC</i> sous forme de pilier résonateur.....	63

Liste des Tableaux

Tableau II.1 : Région définissant la couche piézoélectrique en ZnO.....	31
Tableau II.2 : Région définissant la couche de substrat Si.....	31
Tableau II.3 : Région définissant la couche d'électrode en Al.....	31
Tableau II.4 : Région définissant la couche l'Oxide de silicium SiO ₂	31
Tableau II.5 : Les paramètres géométriques du modèle.....	35
Tableau II.6 : Propriétés physiques du Si.....	37
Tableau II.7 : Propriétés physiques du SiO ₂	38
Tableau II.8 : Propriétés physiques du ZnO.....	39
Tableau II.9 : Propriétés physiques de l'Al.....	40
Tableau III.1 : Couples (h_{PnC} , p_{PnC}) pour des piliers résonants à 167.28 MHz.....	60

Nomenclature

Symboles :

S_{kl}	: Eléments du tenseur de déformation
c_{ijkl}^E	: Constantes d'élasticité à champ électrique constant
c_{ijkl}^D	: Constantes d'élasticité à déplacement électrique constant
e_{kij}	: Eléments du tenseur piézo-électrique
V_0	: Potentiel électrique
T_{ij}	: Composantes du tenseur des contraintes
ρ	: Masse volumique du matériau
t	: Temps
ω	: Pulsation angulaire
f	: Fréquence
f_r	: Fréquence de résonance
D_j	: Déplacement (Induction) électrique
ϵ_{jk}^S	: Permittivité diélectrique à déformation constante
λ	: Longueur d'onde
J	: Nombre complexe ($j^2=-1$)
$H(f)$: Fonction de transfert électromécanique
$h(t)$: Réponse impulsionnelle
(*)	: Produit de convolution temporel
Y	: Admittance électrique
K_x	: Composant de vecteur d'onde
K^2	: Coefficient de couplage électromécanique
K_{eff}^2	: Coefficient de couplage électromécanique effectif
$\delta(t)$: Impulsion de Dirac
Q_r	: Facteur de qualité à la résonance
S_{11}	: Paramètre S (pertes de retour)
S_{21}	: paramètres (pertes d'insertion)
E	: Module d'Young
ν	: Coefficient de Poisson
Y	: Admittance électrique
G	: Conductance électrique
B	: Susceptance électrique

Abréviations :

BAW	: <i>Bulk Acoustic Wave</i>
FEM	: <i>Finite Element Method</i>
FFT	: <i>Fast Fourier Transform (algorithm)</i>
IDT	: <i>Inter Digital Transducer</i>
MEMS	: <i>Micro-Electro-Mechanical Systems</i>
RF	: <i>Radiofréquences</i>
SAW	: <i>Surface Acoustic Wave</i>

Introduction générale

Un composant MEMS (*Micro Electro Méchanical System*) est un système dont les dimensions sont micrométriques composé d'éléments électrique mais aussi d'éléments mécaniques, il est destiné à assurer des fonctions de capteurs ou d'actionneurs [1]. L'histoire des microsystèmes, a commencé lors d'une conférence donnée par le professeur Feynman [2] au *CALTECH* lors de la réunion annuelle de la société Américaine de Physique (*Physical American Society*) en décembre 1959.

Les *MEMS* ont été développés au début des années 1970 en tant que dérivés de la microélectronique . L'objectif étant de remplacer certaines fonctions actuellement réalisées à base de circuits intégrés par des microsystèmes ayant de meilleures performances ; faibles pertes hyperfréquences, grande linéarité, faible consommation électrique.

La technologie des *MEMS* a permis l'intégration des parties mécaniques pour réaliser des fonctions de capteur, d'actionneur, sur une même puce avec l'électronique. Les premières réalisations technologiques des actionneurs par exemple utilisent l'effet électrostatique ou thermique, et les premiers capteurs sont de type capacitif. Ces types d'actionneurs sont massivement utilisés, mais présentent des limites. Les MEMS utilisent généralement des matériaux actifs, tels que les matériaux piézoélectriques qui sont très prometteurs du fait de la réciprocité de l'effet piézoélectrique qu'ils présentent [3].

Les matériaux piézoélectriques constituent un lien, une passerelle, entre deux domaines de la physique : l'*élastique* et l'électromagnétisme. Ils permettent de convertir un signal de haute fréquence en une onde élastique progressive. La structure du résonateur détermine la manière dont cette onde va se propager.

Pour une propagation suivant l'épaisseur, l'onde est appelée « onde de volume » (*BAW : Bulk Acoustic Wave*) et pour une propagation sur la surface de la couche du matériau piézoélectrique, l'onde est appelée « onde de surface » (*SAW : Surface Acoustic Wave*). Les résonateurs piézoélectriques *SAWs*, sont constitués d'un substrat piézoélectrique sur lequel est déposé un motif d'électrodes d'excitation en forme de peigne inter digité (*IDT*) [4]. Les résonateurs *SAWs* sont largement utilisés pour les technologies de filtrage des signaux radiofréquence RF de la

télécommunication (>800 MHz) [5]. Plusieurs solutions pour le filtrage sont imaginées et proposées dans la littérature, nous nous intéressons dans ce travail au filtrage de certaines fréquences par l'utilisation de réflecteurs de Bragg ou par l'utilisation de résonateurs sous forme de piliers, l'ensemble de ces structures constitue un réseau périodique (dit aussi: cristal phononique) placé entre les électrodes *IDTs* émetteurs et les électrodes *IDTs* récepteurs de la structure *SAW*). L'étude ici est une simulation par la «méthode des éléments finis» (*FEM*, pour : *Finite Element Method*) en utilisant le logiciel *Comsol Multiphysics* (Version 5.1).

La simulation est effectuée sur une structure *SAW* constituée : d'un substrat de silicium avec une couche d'oxyde de silicium SiO_2 au-dessus, sur lesquels on a une couche en ZnO piézoélectrique puis deux systèmes d'électrodes inter-digités (pour l'émetteur et pour le récepteur). Dans l'espace vide entre *IDTs* émetteur et récepteur, nous utilisons les structures périodiques (sous forme de réflecteurs de Bragg ou se forme de piliers résonateurs) pour former le cristal phononique à étudier.

Le présent mémoire est scindé en trois chapitres : dans le chapitre (I), nous présentons l'état de l'art sur le phénomène de la piézoélectricité, les ondes élastiques, les résonateurs piézoélectriques et les ondes dans les milieux périodiques. Nous étudions aussi la réponse fréquentielle d'un système *IDT* du résonateur, puis de toute la structure *SAW*.

Le chapitre (II) est réservé à la procédure et aux étapes de simulation du composant *SAW*. Nous présentons les différentes étapes de simulation de la réponse électromécanique du résonateur en 2D par éléments finis. Nous effectuons une étude modale et étude harmonique d'une seule cellule pour déterminer les fréquences propres du système et la réponse électromécanique respectivement.

Dans le chapitre (III), nous présentons la simulation numérique du résonateur piézoélectrique *SAW* dans son approximation bidimensionnelle et l'utilisation des structures périodiques, sous forme des réflecteurs de Bragg ainsi que sous forme de piliers résonants. Nous effectuons en fait une comparaison entre chaque situation et le cas de structure sans les cristaux phononiques (*PnC*).

CHAPITRE (I) :

**GENERALITES ET ETAT DE L'ART SUR LA
PIEZOELECTRICITE, LES RESONATEURS
PIEZOELECTRIQUES ET LES ONDES DANS
LES MILIEUX PERIODIQUES**

Introduction

La piézoélectricité est un phénomène physique qui a été mis en évidence en 1880 par les frères Pierre et Jacques Curie qui étudiaient les propriétés cristallines du Quartz. Cette découverte ouvrit alors la voie à la génération contrôlée d'ondes élastiques jusqu'alors connues et étudiées par les géophysiciens lors des tremblements de Terre. À la fin du XIXe siècle, il était connu que les ondes sismiques se propageaient en volume sous la forme d'ondes longitudinales et d'ondes transversales. Ce n'est qu'en 1885 que Lord Rayleigh démontra la propagation des ondes sismiques sous la forme d'ondes de surface.

Paul Langevin traduira les ondes sismiques et inventa le sonar qui a été utilisé la première fois dans la première guerre mondiale pour détecter la présence de sous-marins allemands [6]. Les premiers résonateurs SAW intégrés à peignes inter digités utilisant des ondes de surface ont été fabriqués en 1965 par White et Voltmer sur un substrat de Quartz.[7]

1.1. La piézoélectricité

1.1.1. Définition

Piézo est un préfixe grec qui signifie serrer ou presser. Certains cristaux ont la propriété de se polariser sous l'influence d'une contrainte mécanique : c'est l'effet piézoélectrique direct schématisé sur la figure I.1 [8]. L'effet piézoélectrique est réversible : ces mêmes cristaux se déforment lorsqu'ils sont soumis à un champ électrique. Ce phénomène s'observe uniquement dans des matériaux non-conducteurs. Le déplacement des charges se fait dans une direction privilégiée sous les efforts de traction ou de compression dans la structure cristalline de la céramique [6].

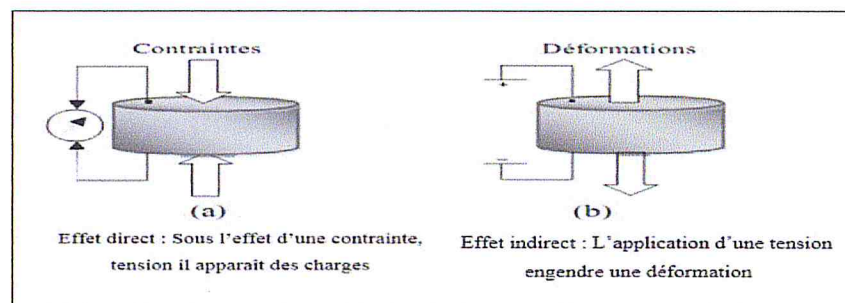


Figure I.1 : L'effet Piézoélectrique direct et inverse dans un matériau piézoélectrique [6].

Les polymères

Découverts par Kawai en 1969, les films polymères semi-cristallins de type poly fluorure de Vinilydène *PVDF* présentent des propriétés piézoélectriques lorsqu'ils sont étirés sous un champ électrique. Les premières applications comme filtres à ondes de surface sont apparues au début des années 1980 [10].

b) Les composites

Ce sont des céramiques massives découpées et noyées dans des résines [11].

c) Les cristaux

Le quartz (SiO_2) est le plus connu des cristaux piézoélectriques, malheureusement il a des propriétés peu intéressantes pour les applications telles que les générateurs ultrasonores. Ses principaux défauts sont : sa permittivité diélectrique ϵ_r et ses constantes piézoélectriques d_{ijk} relativement faibles, ainsi que son coefficient de couplage électromécanique k_{eff}^2 [9]. On cite également les matériaux piézoélectriques cristallins tels que l'oxyde de zinc (ZnO), le nitrure d'Aluminium (AlN), etc, qui ont des propriétés très intéressantes.

1.1.4. Choix du matériau piézoélectrique :

Le choix de matériau piézoélectrique pour les *IDTs* du *SAW* se fait en fonction de l'application [12]. En plus de la vitesse de propagation des ondes de surface, et de l'impédance élastique, il faut tenir compte de différents paramètres importants :

Le coefficient du couplage électromécanique (k_{eff}^2) : ce coefficient traduit l'efficacité de la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique et vice versa. Il caractérise les matériaux piézoélectriques et peut être mesuré en s'appuyant sur la relation suivante :

$$k^2 = \frac{2(v_0 - v_m)}{v_0}$$

Où v_0 et v_m sont respectivement les vitesses des ondes élastiques de surface mesurées respectivement sur une surface libre et sur une surface métallisée

Le coefficient de température/fréquence (TCF : *Temperature Coefficient Frequency*) : il traduit la dérivée de la fréquence de résonance sous l'effet de la température.

1.1.5. Tenseur piézoélectrique :

Un matériau piézoélectrique est un matériau qui relie les effets électriques aux effets mécaniques. Ces effets couplés sont régis par les deux équations d'états suivants [13] :

$$T_{ij} = C_{ijkl}S_{kl} - C_{kij}E_k \quad (1.1)$$

$$D_j = e_{jkl}S_{kl} + E_{gk}^S e_k \quad (1.2)$$

T_{ij} présente les éléments du tenseur des contraintes, S_{kl} sont les éléments du tenseur de déformation, c_{ijkl}^E les constantes d'élasticité à champ électrique constant, C_{kij} les éléments du tenseur piézo-électrique, E_k les composantes du champ électrique appliqué, D_j étant le déplacement (induction) électrique et E_{gk}^S la permittivité diélectrique à déformation constante.

a) L'oxyde de Zinc (ZnO)

L'oxyde de Zinc présente une piézoélectricité directionnelle, principalement selon l'axe cristallographique [001]. En raison de sa stabilité chimique lorsqu'il se présente sous forme de film et en raison de son facteur de couplage électromécanique ($K_{eff}^2 \sim 9\%$), le ZnO est devenu l'un des matériaux les plus attractifs pour les dispositifs en couches minces. Quelques-unes de ses propriétés physiques se présentent comme suit [14] :

❖ Tenseur piézoélectrique :

$$e_{ijk} = \begin{bmatrix} 000 & 000 & 0000 & 00 & -0.48 & 0 \\ 000 & 000 & 0000 & -0.48 & 00 & 0 \\ -0.573 & -0.573 & 1.321 & 00 & 00 & 0 \end{bmatrix} \left(\frac{C}{m^2} \right).$$

❖ Tenseur de permittivité diélectrique relative :

$$\varepsilon_{ij} = \begin{bmatrix} 7.57 & 000 & 000 \\ 000 & 7.57 & 000 \\ 000 & 000 & 9.03 \end{bmatrix}.$$

❖ Densité volumique :

$$\rho = 5665 \text{ kg/m}^3.$$

❖ Tenseur d'élasticité :

$$c_{ijkl} = \begin{bmatrix} 209,6 & 120,5 & 104,6 & 00,0 & 00,0 & 00,00 \\ 120,5 & 209,6 & 104,6 & 00,0 & 00,0 & 00,00 \\ 104,6 & 104,6 & 210,6 & 00,0 & 00,0 & 00,00 \\ 000,0 & 000,0 & 000,0 & 42,3 & 00,0 & 00,00 \\ 000,0 & 000,0 & 000,0 & 00,0 & 42,3 & 00,00 \\ 000,0 & 000,0 & 000,0 & 00,0 & 00,0 & 44,55 \end{bmatrix} \text{ (GPa)}$$

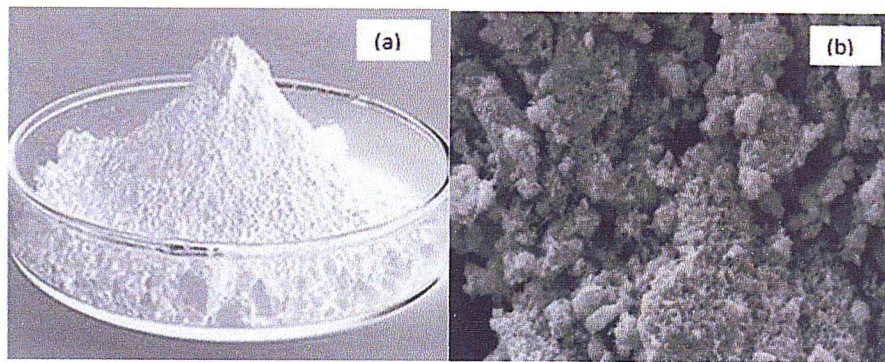


Figure I.3: Oxyde de Zinc (ZnO) ; (a) : poudre, (b) : nanoparticules [15].

I.2. Les ondes élastiques :

I.2.1. Définition :

Plusieurs attitudes sont possibles pour définir les ondes élastiques :

Physique : C'est une perturbation propagatrice de l'équilibre d'un milieu ou d'un matériau placé localement et temporairement hors équilibre. Le milieu réagit pour revenir à l'état qu'il préfère. Le plus simple est de considérer que la perturbation est faible, donc que la réaction est élastique, et de négliger dans un premier temps les non linéarités.

Mathématique appliquée: Une solution d'une équation aux dérivées partielles elliptique en temps et en espace. L'important est de déterminer les solutions de l'équation et leurs conditions d'existence.

Traitement de signal : C'est un modèle (mathématique) pour décrire la propagation d'un signal à longue distance au cours du temps, c'est l'information (le signal) portée par l'onde qui est la plus importante.

Dans ce cadre, c'est l'attitude physique et traitement de signal qui nous intéresse le plus, mais on ne peut négliger les deux autres. On classe les ondes élastiques en quatre ondes différentes: Ondes longitudinales ou P (de pression), Ondes transverses ou S (*Shear Wave*), Ondes de surface de polarisation transverse, Ondes de surface de type Rayleigh ou R [16].

I.2.2. Ondes de surface de type Rayleigh ou R :

Certainement les plus connues, les ondes de Rayleigh ont été mises en évidence par Lord John Rayleigh en 1885. Si on considère une surface libre, des conditions particulières apparaîtront aux limites substrat-vide pour les variables mécaniques et électriques [17]. Ces ondes, aussi appelés ondes de surfaces, ont la particularité de se propager dans une couche très mince au voisinage de la surface. L'amplitude de l'onde décroît exponentiellement avec la profondeur et n'affecte le substrat dans la profondeur que de l'ordre de quelques longueurs d'onde du mode. Dans le cas d'un milieu anisotrope, ces ondes de surface sont composées d'une onde longitudinale et transversale dans le plan sagittal du cristal. La vitesse de l'onde est inférieure à la vitesse transversale de l'onde de volume. Enfin les ondes de Rayleigh ne sont pas dispersives et ont l'avantage de ne présenter quasiment aucune atténuation lors de la propagation de l'onde.

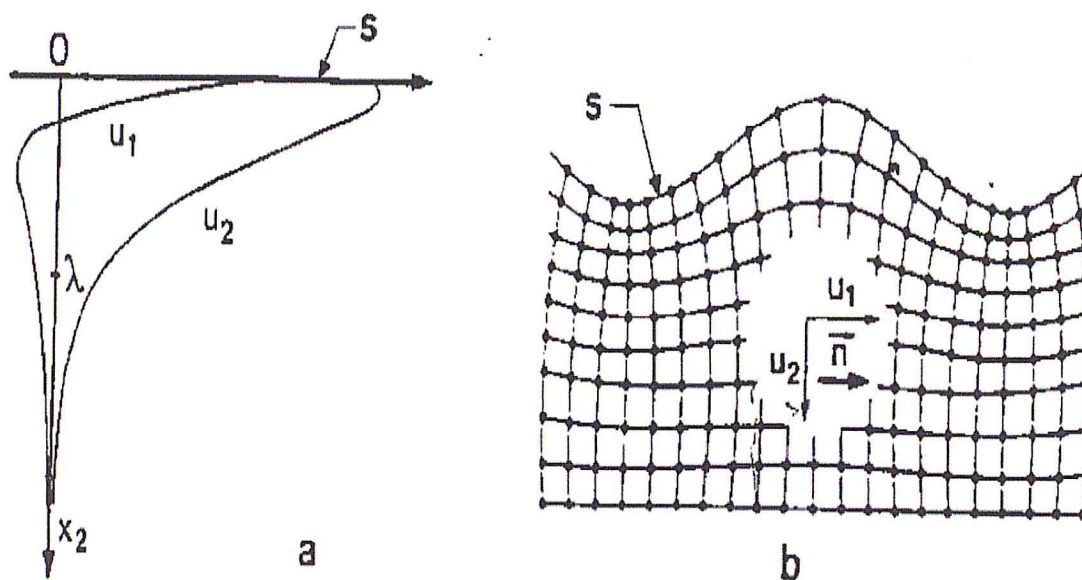


Figure I.4: Onde de Rayleigh dans un solide semi-infini. S : Surface libre, n : sens de propagation. a) Décroissance de la composante longitudinale u_1 et la composante transversale u_2 en fonction de la profondeur. b) Ondulation de la surface [18]

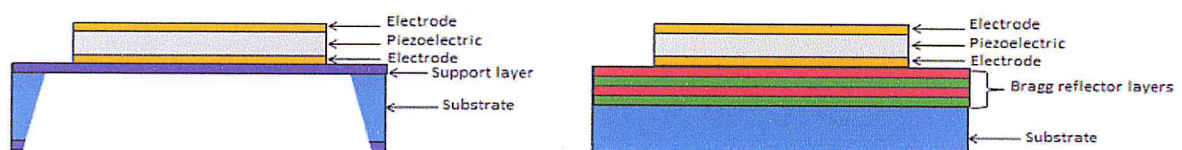
I.3. Résonateurs piézoélectriques

Les matériaux piézoélectriques constituent un lien, une passerelle, entre deux domaines de la physique : l'élastique et l'électromagnétisme. Ils permettent de convertir un signal de haute fréquence en une onde élastique progressive. [4] La structure du résonateur et celle du motif d'excitation déterminent la manière dont cette onde va se propager.

Pour une propagation sur la surface de la couche du matériau piézoélectrique, l'onde est appelée « onde de surface » (*SAW : Surface Acoustic Wave*) et pour une propagation suivant l'épaisseur, l'onde est appelée « onde de volume » (*BAW : Bulk Acoustic wave*).

I.3.1. Résonateur BAW :

La structure de base d'un résonateur *BAW* est une capacité MIM (Métal/Isolant/Métal). Constitué d'un matériau piézoélectrique, l'isolant est pris en sandwich entre deux électrodes métalliques de faible épaisseur. L'application d'un potentiel électrique sur l'une des électrodes (tandis que l'autre est liée à la masse) crée un champ électrique dans le matériau piézoélectrique et conduit à l'apparition d'une déformation mécanique par effet Lippman [4], c'est le phénomène de piézoélectricité inverse. L'onde élastique ainsi générée se propage dans le matériau avec une vitesse V dépendante des propriétés élastiques du milieu et de la direction de propagation. La résonance aura lieu suite à la formation d'une onde stationnaire dépendant des dimensions caractéristiques, telles que la longueur de propagation de l'onde élastique soit n fois (n est un entier) la demi-longueur d'onde.



Figurel.5:Exemples de résonateur *BAW* [19].

I.3.2. Résonateur SAW:

I.3.2.1. Historiques:

L'histoire, sous forme d'un arbre généalogique, des dispositifs *SAW* est résumée dans la Figure I.6 [20, 21].

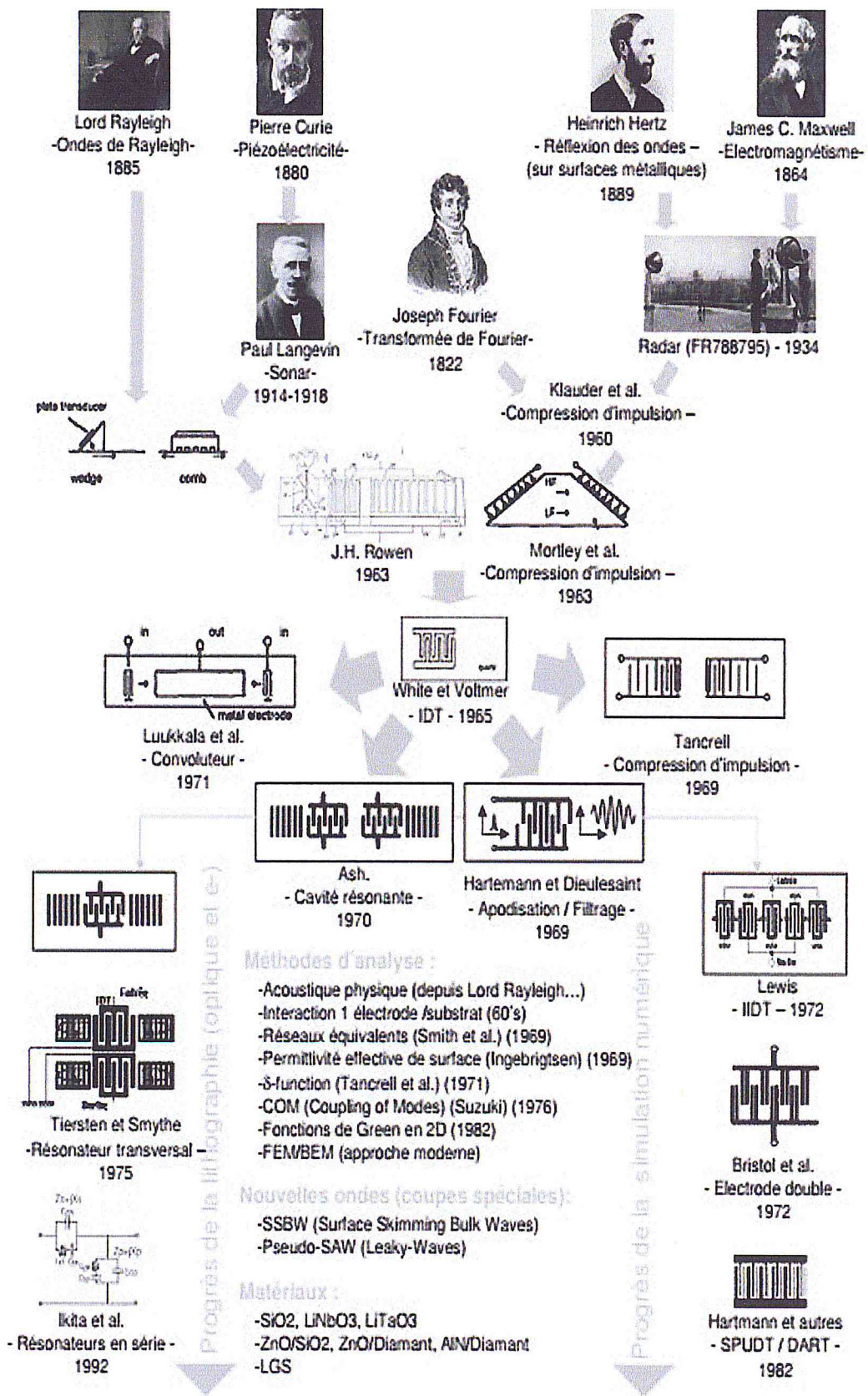


Figure I.6: L'histoire des dispositifs SAWs [20].

I.3.2.2. Définition :

La structure SAW (figure I.7), toujours utilisée à l'heure actuelle, est constituée d'un substrat piézoélectrique sur lequel est déposé un motif d'excitation en forme de peigne inter-digité (*IDT*) [5]. Plusieurs matériaux ont été exploités sous forme massive (le niobate de lithium, les tantalate de lithium, et le quartz) ou stratifiée (oxyde de zinc sur silicium, nitrure d'aluminium sur diamant ou saphir...etc).

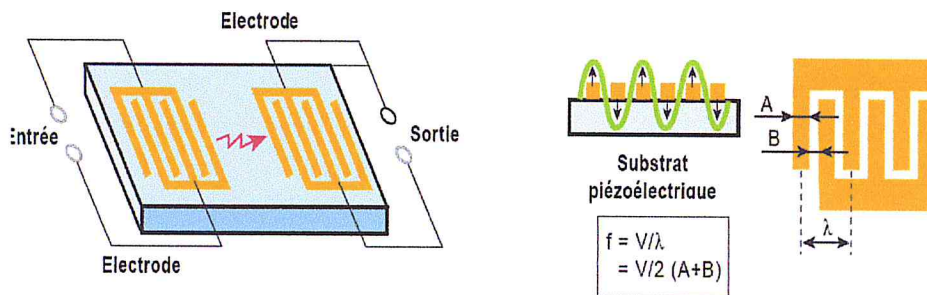


Figure I.7: Résonateur SAW [5].

I.3.2.3. Principe de fonctionnement d'un SAW:

Les transducteurs inter-digités permettent d'exciter et/ou de détecter les ondes élastiques de surface (*SAW*) [22]. Ils sont constitués d'électrodes métalliques en forme de peignes (souvent en or ou en argent), composées de doigts imbriqués, qui sont déposées sur un substrat piézoélectrique.

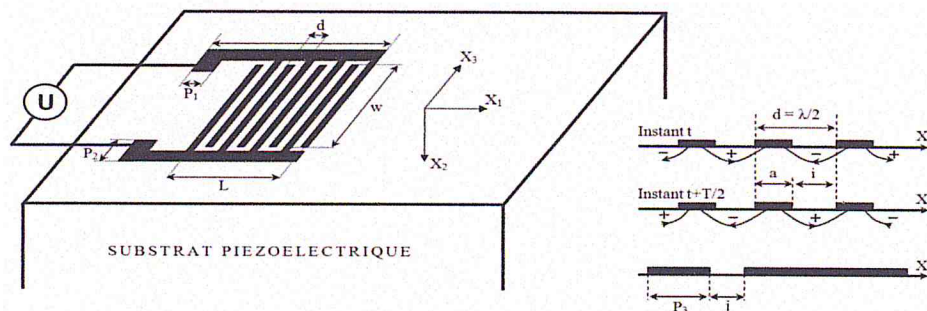


Figure I. 8: Transducteur inter-digité déposé sur la surface d'un substrat piézoélectrique [18].

Lorsqu'une tension U est appliquée entre les deux électrodes, le champ électrique créé engendre des compressions et des dilatations, au voisinage de la surface de la lame piézoélectrique, donnant naissance à des ondes élastiques de

surface. Le transducteur se comporte alors comme un réseau de sources ultrasonores [23,24].

Lorsque la tension appliquée est sinusoïdale, les vibrations s'ajoutent de façon constructive seulement si la distance entre les doigts est égale à une demi-longueur d'onde élastique produisant ainsi des ondes élastiques de surface. Elles sont émises de chaque côté du transducteur [25]. La fréquence f_0 qui correspond à cet effet cumulatif est appelée fréquence de synchronisme ou fréquence de résonance Définie par :

$$f_0 = \frac{V_R}{2d} = \frac{V_R}{\lambda}, \quad \text{avec } d = \frac{\lambda}{2} \quad \text{I.3}$$

d est la périodicité du système d'électrode, λ est la longueur d'onde SAW à f_0 et V_R la vitesse de propagation des ondes SAW dans le substrat.

Si la fréquence s'écarte de cette valeur, l'interférence entre les signaux élastiques émis par les différentes paires de doigts n'est plus totalement constructive et le signal résultant est moindre. Il apparaît ainsi que la bande passante d'un transducteur est d'autant plus étroite, et d'autant plus intense qu'il comporte plus de doigts.

Grâce à la réciprocité du phénomène piézoélectrique, il est possible de réceptionner l'onde qui s'est propagée [26], sous forme électrique à l'aide d'un autre transducteur *interdigité* récepteur du même type. Le signal ainsi reçu est retardé et atténué par rapport au signal émis. C'est pourquoi l'ensemble du système de génération-réception est qualifié de ligne à retard.

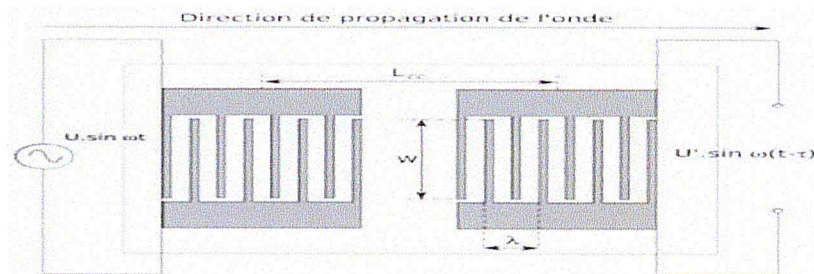


Figure I.9: Principe de fonctionnement et caractéristiques d'un dispositif à ondes élastiques de surface [27].

W : est la largeur de recouvrement, V_R : est la vitesse de propagation, L_{CC} : représente la distance centre à centre des $IDTs$, et $\lambda = \frac{V_R}{f}$: est la longueur d'onde. $\tau = \frac{L_{CC}}{V_R}$ est le retard que fait l'onde pour aller des $IDTs$ émetteurs vers les $IDTs$ récepteurs.

1.3.2.3.1. Réponse fréquentielle d'un IDT :

Afin de définir la réponse du SAW, une excitation électrique $U(t)$ de durée finie (assimilée à une sinusoïde de fréquence $f_0 = V_R/2d$) est appliquée sur le système d'électrodes ($IDT(1)$ d'entrée) [28]. Introduisons la fonction $h(t)$ qui est la réponse impulsionnelle du système dont son carré représente la densité de puissance élastique par unité de largeur du faisceau d'onde de Rayleigh émis dans chacune des deux directions de propagation X_1 et $-X_1$.

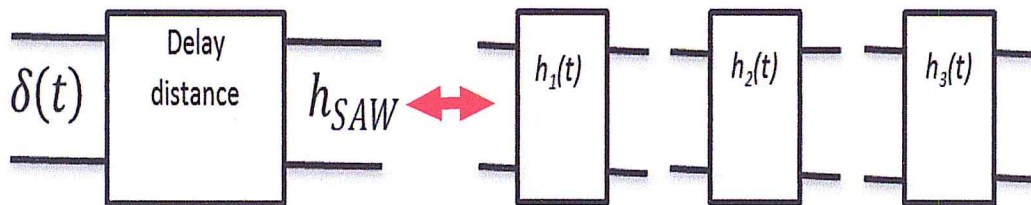


Figure.10:Schéma symbolique d'un SAW [29].

$$h_{SAW}(t) = h_1(t) \underset{t}{*} h_2(t) \underset{t}{*} h_3(t) \quad 1.4$$

Avec, $h(t)_{SAW}$ est la réponse impulsionnelle du résonateur SAW, $h_1(t)$ est la réponse impulsionnelle du IDT_1 , $h_2(t)$ est la réponse impulsionnelle de région provoquant le retard, $h_3(t)$ est la réponse impulsionnelle du IDT_2 , $\underset{t}{*}$ désigne l'opérateur de produit de convolution temporel.

$$h_2(t) = \delta(t - \tau) \quad 1.5$$

$h_2(t)$: est la réponse impulsionnelle du chemin de l'onde entre $IDTs$ qui fixe le retard $\tau = \frac{L_{CC}}{V_R}$ (de la ligne à retard SAW), avec une légère atténuation. L_{CC} représente la distance entre les deux centres des $IDTs$ (1 et 2).

Pour une ligne à retard SAW qui symétrique, $IDT(1)$ et $IDT(2)$ sont identiques, alors:

$$h_1(t) = h_3(t) \quad 1.6$$

Et leurs transformées de Fourier respectives sont aussi :

$$H_1(f) = H_3(f) \quad 1.7$$

Prenons les *IDTs*(1) d'entrée, ayant N paires de doigts. La réponse fréquentielle $H_1(f)$ de ce transducteur se déduit de sa réponse impulsionnelle $h_1(t)$. En appliquant sur les électrodes une impulsion $U(t)$ de durée inférieure au temps de parcours de l'onde de surface entre deux doigts, nous polarisons en même temps toutes les parties du transducteur (peigne (1) au potentiel $U(t)$ tandis que le peigne (2) est lié à la masse). Puisqu'à chaque intervalle entre les doigts le champ électrique s'inverse, la période spatiale de l'onde est $2d$ [30]. Quant à sa durée θ , elle est égale au rapport de la longueur L du transducteur *IDT*(1) sur la vitesse de propagation de l'onde de surface V_R :

$$\theta = \frac{L}{V_R} = \frac{2.d.N}{V_R} \quad 1.8$$

Sachant que la fréquence de cette l'onde de surface est $f_0 = \frac{V_R}{\lambda}$.

$$\theta = \frac{N}{f_0} \quad 1.9$$

La réponse fréquentielle s'obtient en prenant la transformée de Fourier $H_1(f)$ de la réponse impulsionnelle $h_1(t)$ du *IDT*.

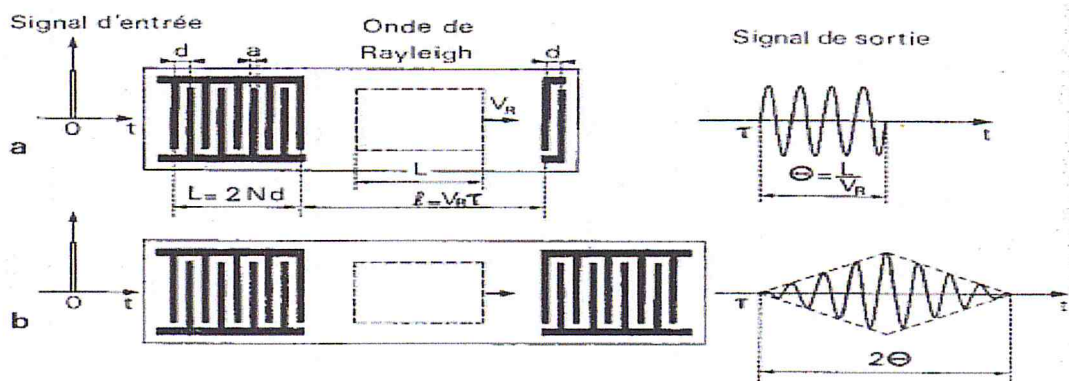


Figure I.11 : Réponse impulsionnelle, a)- du système d'électrodes *IDT* (1), b)-de toute la ligne à retard SAW [31].

La réponse $h_1(t)$ à une impulsion de Dirac de tension unité $U(t)=\delta(t)$ est par hypothèse une sinusoïde de fréquence $f_0 = V_R/2d$ et de durée $\theta = N/f_0$.

$$h_1(t) = \begin{cases} a_0 \cdot \sin(2\pi f_0 t), & \text{pour } -\frac{\theta}{2} < t < \frac{\theta}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

t : est le temps et a_0 son amplitude.

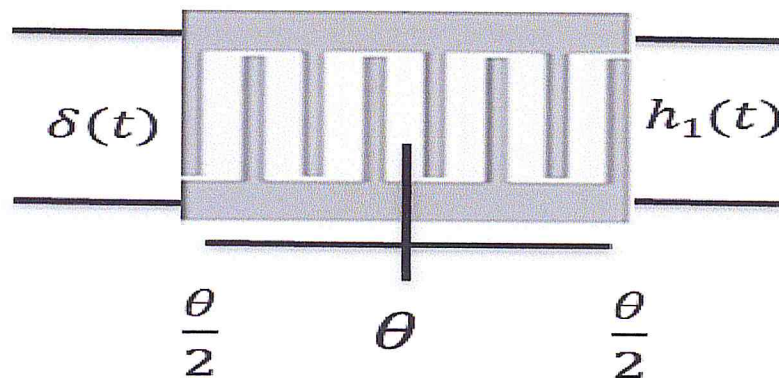


Figure I.12: Réponse impulsionnelle d'un IDT [32].

Calcul de la fonction de transfert $H_1(f) = \text{TF} \{h_1(t)\}$:

On déduit la réponse fréquentielle ou la fonction de transfert $H_1(f)$, en prenant la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle $h_1(t)$, soit :

$$H_1(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad \text{I.10}$$

La réponse impulsionnelle $h_1(t)$ de la relation I.10 peut se mettre sous la forme de produit de deux fonctions, la fonction sinus et une fenêtre rectangulaire, donc sa transformée de Fourier peut être réécrite comme suit :

$$H_1(f) = \text{TF} (\Pi(t) \times \sin(2\pi f_0 t)) \quad \text{I.11}$$

$$H_1(f) = \text{TF} \{\Pi(t)\}^* \text{TF} \{\sin(2\pi f_0 t)\} \quad \text{I.12}$$

Or, la transformée de Fourier du sinus est :

$$\text{TF} \{\sin(2\pi f_0 t)\} = \delta(f - f_0) \quad \text{I.13}$$

$\delta(f - f_0)$: est l'élément neutre du produit de convolution.

$H_I(f) = \text{TF} \{ \Pi(t) \}$, centrée en f_0

$$H_I(f) = \int_{-\infty}^{-\frac{\theta}{2}} 0 * e^{-j2\pi(f-f_0)t} dt + \int_{-\frac{\theta}{2}}^{\frac{\theta}{2}} 1 * e^{-j2\pi(f-f_0)t} dt + \int_{\frac{\theta}{2}}^{+\infty} 0 * e^{-j2\pi(f-f_0)t} dt \quad \text{I.14}$$

$$H_I(f) = \int_{-\frac{\theta}{2}}^{\frac{\theta}{2}} 1 * e^{-j2\pi(f-f_0)t} dt \quad \text{I.15}$$

$$H_I(f) = \frac{1}{-\pi(f-f_0)} \left[\frac{e^{-j(f-f_0)2\pi\theta/2} - e^{+j2\pi(f-f_0)\theta/2}}{2j} \right] \quad \text{I.16}$$

$$H_I(f) = \frac{1}{\pi(f-f_0)} \sin(\pi(f-f_0)\theta) \quad \text{I.17}$$

$$H_I(f) = \frac{\theta}{\pi(f-f_0)\theta} \sin\left(\pi(f-f_0)\frac{L}{V_R}\right) \quad \text{I.18}$$

$H_I(f) = \theta \left[\frac{\sin(\pi(f-f_0)\theta)}{(\pi(f-f_0)\theta)} \right]$, utilisons la relation (6), on obtient

$$H_I(f) = \theta \left[\frac{\sin\left(\pi(f-f_0)\frac{L}{V_R}\right)}{\left(\pi(f-f_0)\frac{L}{V_R}\right)} \right] = \theta \cdot \text{sinc}\left(\pi(f-f_0)\frac{L}{V_R}\right) \quad \text{I.19}$$

Avec $\text{sinc}(X) = \sin(X)/X$ est la fonction sinus cardinale.

$$(1.4) \dots \dots h_{\text{SAW}}(t) = h_1(t) * h_2(t) * h_3(t)$$

$$H_{\text{SAW}}(f) = \text{TF} \{ h_{\text{SAW}}(t) \} \quad \text{I.20}$$

$$H_{\text{SAW}}(f) = \text{TF} \{ h_1(t) * h_2(t) * h_3(t) \} \quad \text{I.21}$$

En utilisant la propriété de la transformation de Fourier sur le produit de convolution obtient le produit simple de transformation de fourrier :

$$H_{\text{SAW}}(f) = \text{TF} \{ h_1(t) \} * \text{TF} \{ h_2(t) \} * \text{TF} \{ h_3(t) \} \quad \text{I.22}$$

$$= H_1(f) * H_2(f) * H_3(f)$$

Or:

$$h_I(t) = h_I(t) \quad \text{et} \quad H_I(f) = H_3(f)$$

$$H_{\text{SAW}}(f) = H_1^2(f) * H_2(f) \quad 1.23$$

$$= \theta^2 \{ [\sin^2 \pi f \theta] / (\pi f \theta)^2 \} e^{-\eta l_{cc}} \quad 1.24$$

$$H_{\text{SAW}}(f) = \theta^2 \{ [\sin^2 \pi f \theta] / (\pi f \theta)^2 \} e^{-\eta l_{cc}} \quad 1.25$$

1.4. Ondes dans les milieux périodiques :

La propagation d'une onde est décrite mathématiquement par une équation (ou un système d'équations couplées) nommée à propos : l'«équation d'onde». Il s'agit d'une équation aux dérivées partielles du second ordre, dont la forme dépend de la nature des ondes considérées.

Le matériau dans lequel se propage l'onde est décrit quant à lui par ses propriétés physiques (comme sa permittivité, sa densité, son élasticité, etc.). Selon le problème traité, les propriétés physiques sont représentées mathématiquement par des scalaires ou des tenseurs suivant que le matériau est isotrope ou anisotrope, par exemple pour un matériau photonique, la permittivité varie périodiquement avec les coordonnées d'espace, telle que :

$$\vec{\varepsilon}_r(\vec{r}) = \vec{\varepsilon}_r(\vec{r} + m \vec{a}_1 + n \vec{a}_2 + p \vec{a}_3) \quad 1.26$$

Avec \vec{r} : le vecteur position; m , n et p trois entiers et $(\vec{a}_1, \vec{a}_2, \vec{a}_3)$ les vecteurs de base de la maille cristalline du réseau.

Les travaux du mathématicien Gaston Floquet en 1883 ont permis d'établir l'existence d'une solution des systèmes d'équations différentielles à coefficients périodiques qui présentent une périodicité de seconde espèce [33], à savoir : la solution évaluée en deux points séparés l'un de l'autre d'une distance égale au pas du réseau est identique à un déphasage près (de type $e^{i\theta}$).

Ces travaux sont repris par Félix Bloch en 1928 qui démontra que la fonction d'onde d'un électron dans un potentiel périodique présente une périodicité de la seconde espèce selon la terminologie de Floquet. L'opérateur de translation et l'Hamiltonien ont une base commune (ils «commutent»), les solutions de l'Hamiltonien après translation diffèrent d'un facteur de phase. Ce résultat se

généralise aux problèmes de propagation pour des ondes de nature différente, l'Hamiltonien étant remplacé par un opérateur de propagation.

De ces travaux découlent le théorème de Bloch-Floquet pour les ondes dans les milieux périodiques, qui stipule qu'une fonction propre de l'opérateur de propagation est décrite comme le produit d'une onde plane de vecteur d'onde k et d'une fonction périodique de même période que celle du réseau. Ou, de façon équivalente, par la superposition linéaire d'une infinité d'ondes planes de même vecteur d'ondes espacées les unes des autres par un vecteur du réseau réciproque.

I.4.1.Cristaux phononiques :

I.4.1.1.Historique :

En 1972, Fahmy-Adler a établi un formalisme pour décrire la propagation des ondes de surface dans les systèmes multicouches [34]. Il s'agit d'un système 1D, on ne parle pas encore des cristaux photoniques. Après en 1987, Lakhtaki [35] a effectué les premiers travaux théoriques sur les cristaux bidimensionnels, il étudia les coefficients de réflexion et de transmission des ondes élastiques sur un réseau de cylindre pour les basses fréquences. En 1990 J. Liu *et al* [36] ont introduit le concept de phonon dans les réseaux périodiques en étudiant expérimentalement la propagation d'une onde sonore dans un fluide contenant des sphères solides. Par la suite, [37,38] une étude théorique a été menée par J. Liu et X. Jing, dans le but d'établir pour la première fois le diagramme de dispersion d'une onde élastique dans un fluide et faire le lien avec les bandes interdites mesurées.

Des travaux similaires ont été menés en 1991 [39] dans les phases liquides en étudiant l'atténuation des ondes élastiques dans des liquides non homogènes.

En 1992, Dutcher *et al*, ont mené les premiers travaux sur le silicium, ils ont mis en évidence l'existence d'une bande interdite due au mode de résonance du substrat [71]. C'est en 1993 [40] que la similitude des ondes élastiques, optiques et électroniques a été explicitée et les premiers diagrammes de dispersion [41] de cristaux phononiques en tant que tels ont été explicitement étudiés. Cette période correspond à la naissance de la thématique des cristaux phononiques comme nous

la connaissons actuellement. A partir de là, le nombre d'articles sur le sujet a augmenté exponentiellement [42].

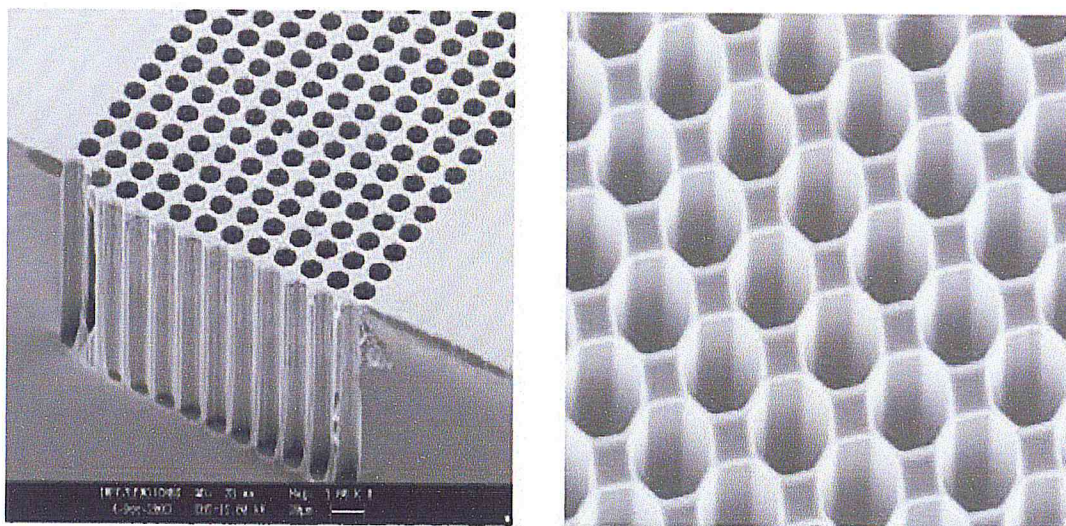


Figure I .13: Cristal phononique pour les ondes de surface [42].

I.4.1.2.Définition des cristaux phononiques :

Les cristaux phononiques sont des matériaux composites macroscopiques présentant une périodicité spatiale dans une ou plusieurs directions de l'espace en tant que tels, ils sont capables de bloquer la propagation élastique dans certaines directions et gammes de fréquences, par le biais de réflexions de Bragg ou par le phénomène de résonance locale des éléments mis en réseau. On parle alors de bande de fréquences interdites, que l'on abrège le plus souvent en «bandes interdites» [43].

Le nom « phononique » a été choisi par analogie avec les cristaux photoniques, des structures similaires mais agissant sur la lumière. Du point de vue quantique un phonon est une vibration élastique élémentaire d'un morceau de matière tout comme le photon qui est une particule élémentaire de lumière [44].

L'idée du cristal phononique est de fabriquer un matériau artificiel structuré périodiquement, par exemple par assemblages d'au moins deux matériaux différents. Intuitivement, plus les propriétés élastiques des matériaux mis en jeu sont contrastées plus les phénomènes d'interférence d'onde sont importants [45].

On cité trois différents types ou modeles des cristaux phononiques, à savoir :

- ✚ Les cristaux phononiques à une dimension.
- ✚ Les cristaux phononiques à deux dimensions.
- ✚ Les cristaux phononiques à trois dimensions.

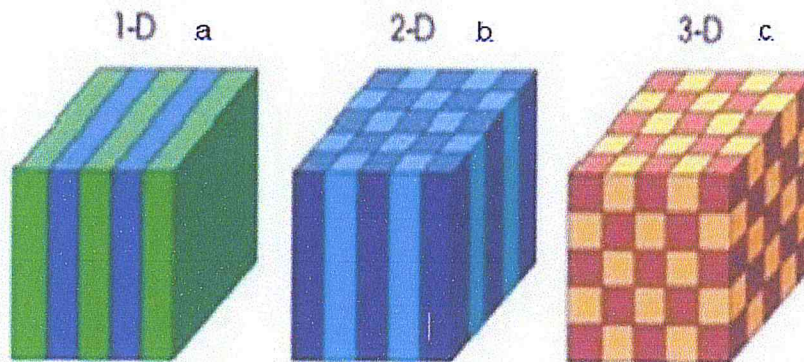


Figure I.14 : Illustration des réseaux ayant une périodicité à : (a) une dimension, (b) à deux dimensions et (c) à trois dimensions [45].

I.4.1.2.1. Périodicité à une dimension :

Les matériaux à bandes phononiques interdites unidimensionnels (1D) possèdent une densité (masse volumique ρ) périodique dans une direction et uniforme dans les deux autres directions. La figure I.15 montre qu'ils consistent en un empilement de deux couches alternées de matériaux homogènes ayant des densités (ρ_1 et ρ_2) différentes. Ces structures existent depuis longtemps et sont utilisées en élastique pour obtenir des miroirs sans pertes (miroirs de Bragg) ou des filtres [46].

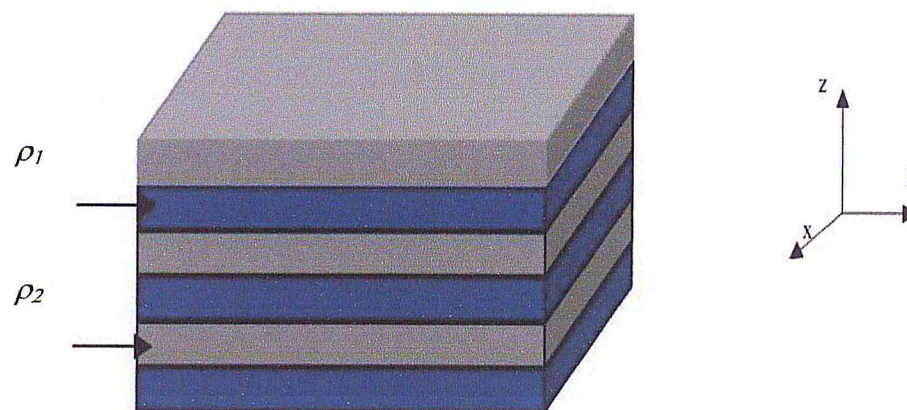


Figure I.15: Empilement unidimensionnel de couches de deux matériaux de densités différentes [46].

1.4.1.2.2. Périodicité à deux dimensions :

Dans le cas d'un cristal à deux dimensions (bidimensionnel), les inclusions sont des cylindres de section quelconque que l'on peut disposer par exemple suivant un réseau carré ou triangulaire figure 1.16. Les inclusions peuvent aussi être composées d'un matériau différent de celui de la matrice ou qui peut être de simple trous. L'essentiel est que la diffusion (l'interférence) des ondes acoustiques ou élastiques sur ces inclusions soit très efficace [47].

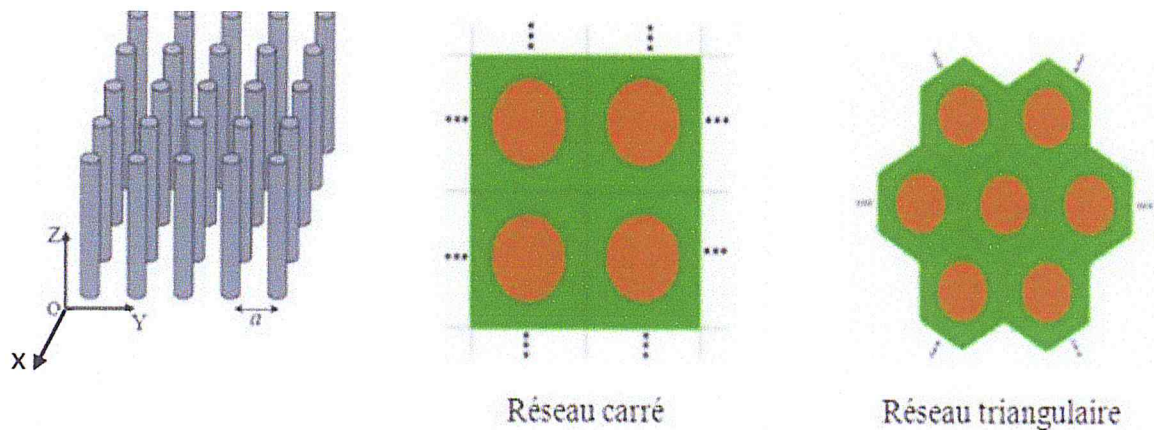


Figure I .16: Représentations schématiques d'un cristal phononique bidimensionnel [47].

1.4.1.2.3. Périodicité à trois dimensions :

Les cristaux phononiques tridimensionnels sont des structures à trois dimensions figure 1.17, elles peuvent être produites concrètement par des sphères empilées les unes sur les autres ou des arrangements périodiques de cylindres selon plusieurs directions. Elles ont été les deuxièmes à être réalisées par Yablonovitch [48] après les réseaux de Bragg ; son objectif était d'obtenir une bande interdite phononique (BIP) complète dans toutes les directions des structures.

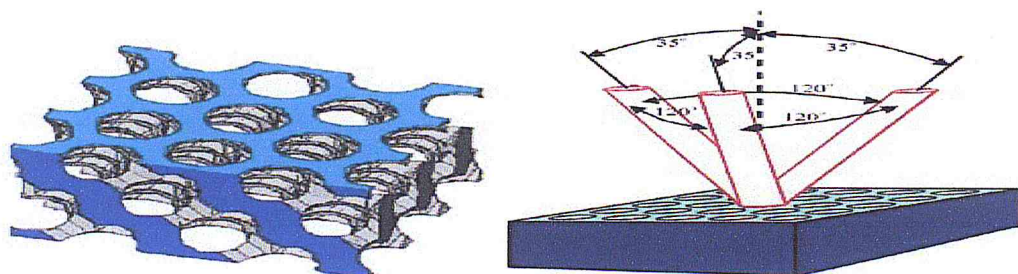


Figure I .17: La première structure BIP 3D [48].

Pour classer les différents réseaux dans le plan, on définit deux vecteurs \vec{a}_1 et \vec{a}_2 que l'on peut caractériser par leurs normes et par l'angle qui les sépare. Le caractère périodique du réseau limite le nombre de combinaisons possibles pour ces trois paramètres. Ainsi, il existe 5 types de mailles compatibles avec la structuration d'un réseau 2D. Chacune de ces mailles correspond à un type de réseau dit «réseau de Bravais» [49] :

Le parallélogramme (réseau oblique), le rectangle (réseau rectangulaire), le losange (réseau rectangulaire centré), le carré (réseau carré) et le cas particulier du losange doté d'un angle égal à $2\pi/3$ (réseau hexagonal ou triangulaire). Notons le cas du réseau rectangulaire centré qui n'est pas primitif (il contient 2 nœuds par maille). Cependant, il constitue une représentation pratique de la maille losange et on rappelle qu'il présente la même symétrie ponctuelle que le réseau rectangulaire. On dit que ces deux réseaux appartiennent au même système cristallin. Ainsi, il n'existe que quatre «systèmes cristallins» plans qui se distinguent les uns des autres par leur symétrie ponctuelle [49]. A l'exception du système rectangulaire qui accepte deux types de mailles : primitive et centrée, les autres systèmes ne présentent que la maille primitive. Un cristal est défini par l'adjonction d'un motif au réseau. Un exemple de réseau 2D qui présente un intérêt particulier dans le domaine des systèmes phononiques est représenté par la structure en nid d'abeille ou «*honeycomb*», figure I.18. Il est constitué d'un réseau hexagonal doté d'un motif à deux atomes par maille.

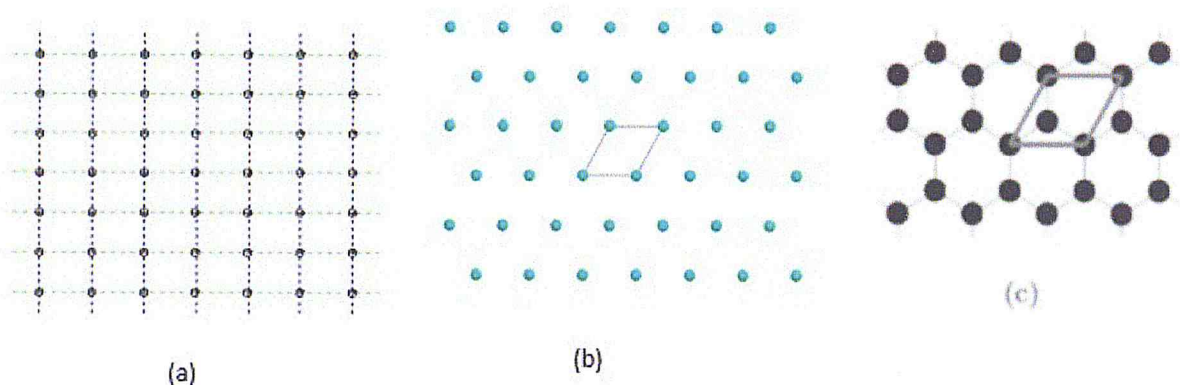


Figure I.18 : Illustration des réseaux : (a) Carrés, (b) Hexagonal ou triangulaire et hexagonal, (c) Structure en nid d'abeille ; le motif des deux premiers réseaux (a) et (b) comporte un seul atome, le motif du troisième (c) est formé de deux atomes [49].

Les mailles représentées ici constituent le réseau direct. Ce réseau est caractérisé par des vecteurs de translations élémentaires \vec{a}_i : les vecteurs de base du réseau direct. Le réseau est invariant pour toute translation correspondant à un vecteur du réseau direct. Le réseau dit réciproque est constitué par des vecteurs de base \vec{b}_j , définis par $\vec{a}_i \cdot \vec{b}_j = 2\pi \cdot \delta_{ij}$, avec δ_{ij} le symbole de Kronecker [49]. La notion de réseau réciproque est essentielle à la description des cristaux phononiques et photoniques, plus particulièrement dans le cadre de l'étude des bandes interdites.

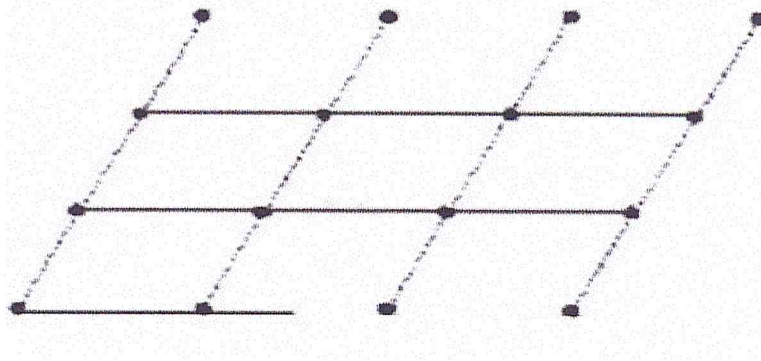


Figure I.19 : réseau direct [46].

Sur la figure I.19 apparaissent neuf (9) mailles élémentaires, l'ensemble de ces mailles constitue un réseau direct. Nous pouvons obtenir une maille réciproque élémentaire de même surface de la manière suivante [46] :

- i. On trace les lignes qui relient un nœud donné à tous ses voisins
- ii. On trace les médiatrices de ces segments.
- iii. Les zones de Brillouin (ZB) sont des régions qui partitionnent l'espace réciproque associé au cristal. Il en existe une infinité et peuvent être définies à l'aide des plans de Bragg qui sont les plans médiateurs de l'ensemble des vecteurs formés par des combinaisons linéaires des vecteurs du réseau réciproque.

La définition de la $n^{\text{ième}}$ zone de Brillouin est la suivante : ensemble des points pouvant être atteint depuis l'origine en croisant 1-n plans de Bragg figure I.20. On appelle zone de Brillouin irréductible la plus petite surface qui permet de déduire la relation de dispersion dans tout l'espace réciproque [46]. Elle correspond à la plus

petite surface qui peut être utilisée pour reconstruire la première zone de Brillouin (ZB) en utilisant les symétries du réseau réciproque.

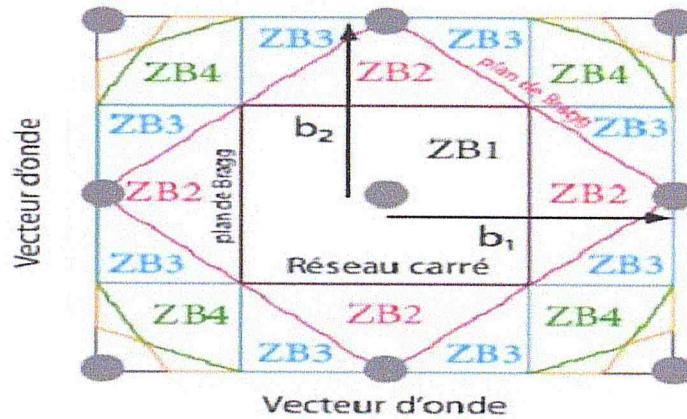


Figure I.20 : Premières zones de Brillouin (ZB) d'un réseau carré. Les plans de Bragg sont tracés par différentes couleurs. La ZB n 3 est atteinte en traversant deux plans de Bragg (droite noire puis droite rouge) [46].

I.4.2. les *gaps* phononiques

Un *gap* phononique s'il existe, il peut être soit de type Bragg soit de type résonance; le *gap* de Bragg apparaît à une fréquence angulaire ω de l'ordre de c/a où c représente la vitesse de l'onde dans la structure et à la périodicité des structure a (paramètre de maille), l'existence de ce type de *gap* a été d'abord prédit théoriquement par [50-54], en suit il a été démontré expérimentalement par [55, 56], La fréquence d'existence de ce *gap* ainsi que sa largeur dépend fortement de :

- i) la nature des matériaux le constituant.
- ii) le contraste entre les caractéristiques physiques telles que la densité et les constantes élastiques entre les inclusions et la matrice.
- iii) la géométrie du réseau.
- iv) la forme des inclusions.
- v) le facteur de remplissage.

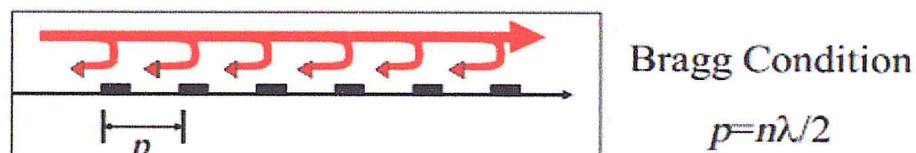


Figure I.21: Principe de réflexion de Bragg [72].

Il peut être aussi un *gap* de type résonance locale qui apparaît à des fréquences inférieures aux fréquences de Bragg. Les structures ici présentent des modes de résonance locales à des fréquences spécifiques, dépendant des propriétés individuelles des diffuseurs. La position fréquentielle de ce *gap* est fixée par le choix de la géométrie et l'élasticité des diffuseurs. Ces matériaux peuvent avoir des applications potentielles, en particulier dans le domaine de l'isolation élastique.

I.4.3. Structures de bande et bande interdite phononique

La propagation des ondes mécaniques dans un milieu est généralement décrite par une relation entre la fréquence et le vecteur d'onde en fonction des autres paramètres. Cette relation est appelée relation de dispersion $\omega(k)$. Qu'elles se représentent sous forme de courbes reliant la fréquence au vecteur d'onde suivant différentes directions de propagation. Cette forme de visualisation du comportement dispersif est appelée structure de bandes phononiques. Le calcul de cette structure de bande se limite donc à une zone réduite de l'espace des vecteurs d'onde : une cellule de périodicité appelée zone de Brillouin comme dans le cas des états d'énergies électroniques dans une structure cristalline périodique d'un matériau.

Les cristaux phononiques sont des arrangements périodiques d'inclusion dans une matrice, ces éléments étant constitués de matériaux élastiquement différents. Les inclusions agissent comme des diffuseurs, de la même manière que les atomes par rapport aux rayons-X. Lorsque la distance entre les diffuseurs satisfait la loi de Bragg on peut observer une interférence constructive des ondes élastiques. Ces interférences constructives donnent lieu à un phénomène intéressant : des bandes interdites [57].

De plus, il suffit de connaître le comportement des ondes dans la zone irréductible de Brillouin pour décrire entièrement le comportement des ondes dans un milieu périodique. On peut donc se contenter de tracer les courbes de dispersion pour différentes orientations en faisant varier le nombre d'onde entre 0 et l'extrémité de la zone irréductible de Brillouin dans la direction concernée [57]. La figure I.22 présente un exemple de structure de bande phononique pour un cristal phononique de maille carrée [58], constitués de trous d'air percés dans une membrane AlN/SiO₂. Cette structure de bande est calculée puis représentée suivant les trois directions de

propagation ΓX , XM et $M\Gamma$, axes principaux de symétrie de la première zone de Brillouin, déterminés par le vecteur d'onde \vec{k} .

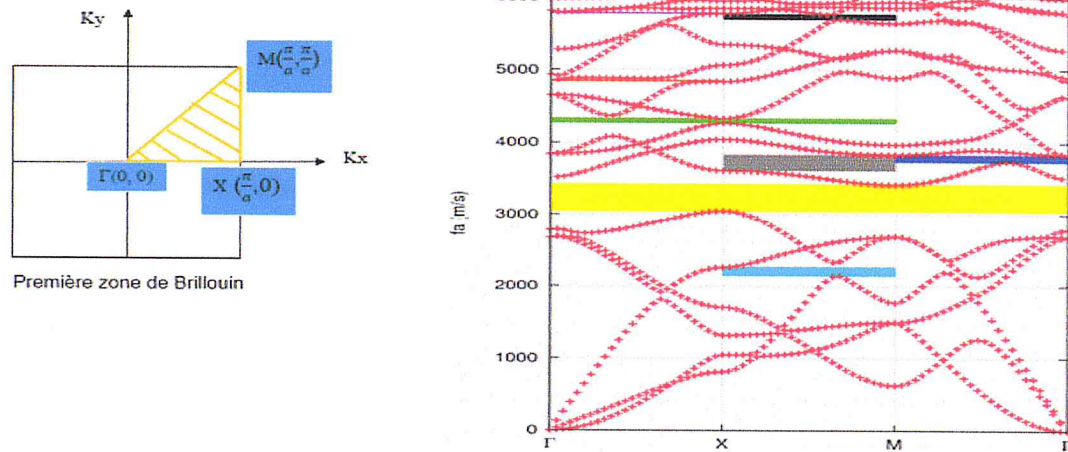


Figure I.22: Diagramme de bandes d'un cristal phononique constitués de trous d'air percés dans une membrane AlN/SiO₂, avec un remplissage de 60 %, calculé par éléments finis [58].

Ces repliements, les symétries et les interférences de Bragg induisent dans les cristaux phononiques des bandes interdites. Plages de fréquences pour lesquelles les ondes présentes dans le cristal phononique seront évanescentes. Ces bandes interdites, correspondent donc à des plages de fréquences pour lesquelles le coefficient de réflexion à l'entrée du cristal phononique est proche de 1. Lorsque les ondes sont bloquées quelle que soit la direction de leur vecteur d'onde on a une bande interdite complète, comme celle présentée en jaune sur la figure I.22. Il arrive que les ondes ne soient bloquées que dans une direction, mais quel que soit leur nombre d'onde, on parle alors de bande interdite directionnelle ou partielle. C'est le cas, par exemple, de la bande tracée en bleu foncé sur la figure I.22, qui ne touchera que les ondes se propageant dans la direction ΓM [58].

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté des généralités sur l'effet piézoélectrique, puis nous avons parlé des ondes élastiques, précisément l'onde de Rayleigh et sa propagation dans les résonateurs piézoélectriques pour les composants microsystemes SAWs, nous avons présenté une étude théorique pour le calcul de la réponse fréquentielle (fonction de transfert) d'une ligne à retard SAW.

Nous avons ensuite, présenté un aperçu sur les milieux périodiques. Nous allons proposer l'utilisation des cristaux phononiques pour améliorer les performances des résonateurs SAW.

CHAPITRE (II):

**PROCEDURE DE SIMULATION PAR
ELEMENTS FINIS D'UN RESONATEUR
'SAW' BIDIMENSIONNEL (2D)**

Introduction

Nous décrivons dans ce deuxième chapitre la procédure de simulation, par la méthode des éléments finis (*FEM*), avec le logiciel Comsol *multi-physics*, d'un composant micro système *SAW*, afin de déterminer la réponse électrique et mécanique de la structure *SAW* étudiée. Nous effectuons une étude modale d'une cellule unitaire de *SAW*, puis une étude harmonique de la même cellule puis de toute la structure. Ceci va nous permettre de prédire le comportement électrique et mécanique du composant avant de passer à l'étape de réalisation et de l'expérience pratique. Cette simulation nous permet de gagner énormément en temps et en matériel, et permet aussi de réduire le coût lors de la tentative de réalisation, ainsi que la réduction de certains risques.

II.1.Description du logiciel *Comsol Multiphysics*

COMSOL MultiPhysique est un logiciel destiné à la résolution des systèmes d'équations différentielles, décrivant un ou plusieurs phénomènes physiques couplés ou découplés, en utilisant la méthode des éléments finis. Ainsi, il est possible de modéliser les phénomènes multi-physiques tels que la déformation élastique des matériaux, l'écoulement des fluides, l'électromagnétisme et la diffusion de la chaleur, etc, avec une erreur acceptable .On peut également choisir différent solveurs numériques [59]. Le type d'analyse peut être; stationnaire, harmonique (domaine fréquentiel), modale (détermination des fréquences propres) ou même transitoire (méthode de la réponse impulsionnelle). *COMSOL* Multiphysiques contient plus de 25 modules, nous citons ici l'exemple (le module AC/DC, le module élastique, batteries et piles à combustible, le module d'importation CAD, le module de corrosion le module d'électrolyse, l'électrochimie, la fatigue, le module MEMS, la mécanique, le fluide, le thermique ainsi que le module chimique...etc, Le temps de simulation requis (de quelques minutes à plusieurs jour) est très variable, il est fonction de la puissance et type de la machine de calcul et il est aussi fonction de la dimension du problème; à savoir 1D, 2D, 3D, ainsi que le type de maillage (nombre de domaines et nombre de nœuds).

II.2. Méthode des Eléments Finis

La Méthode des Eléments Finis (MEF) a été introduite en 1956 par Turner [59] pour trouver une solution approximative aux problèmes qui sont difficiles à résoudre analytiquement, ayant des domaines complexes et soumis à des conditions aux limites. Le principe de la méthode des éléments finis est basé sur la décomposition du domaine de la structure (3D, 2D, 1D), à l'aide des «fonctions de forme des éléments finis», en un nombre fini de sous-domaines de très faibles dimensions devant la géométrie globale. Ces petits domaines sont nommés «éléments», ils ont différentes formes; tétraédrique, prismatique, hexaédrique ou pyramidale [60], triangulaire et rectangulaire pour les structures 2D

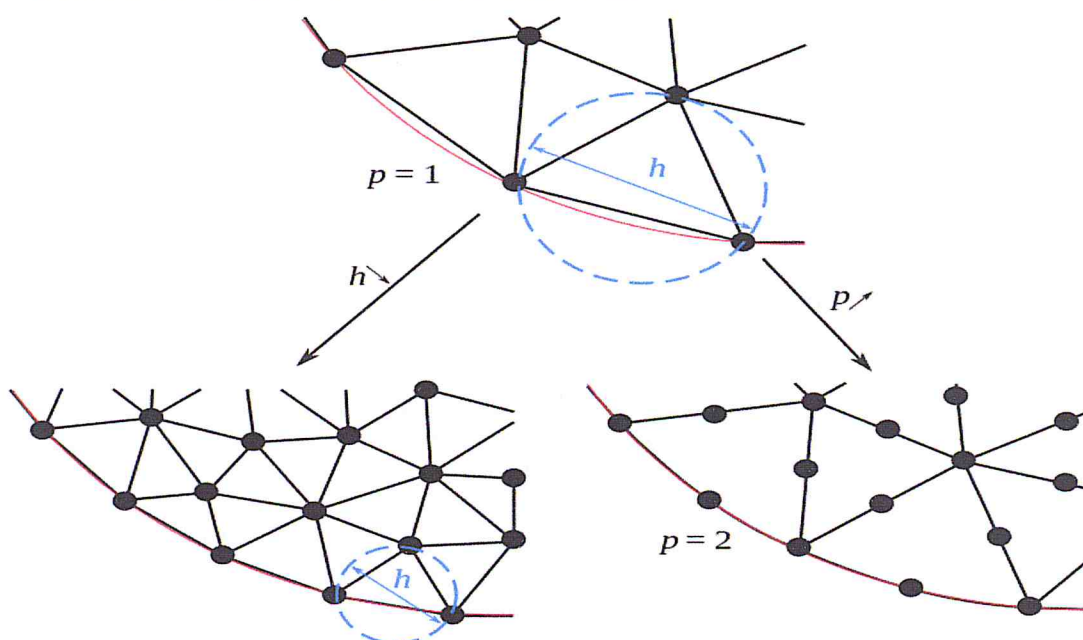


Figure II.1: Décomposition du domaine en éléments.

Ces éléments sont en continuité sur les limites entre eux. Chaque élément du réseau est connecté à un autre élément voisin par des nœuds communs. Cette situation est représentée dans la figure II.1. Dans notre situation, la modélisation par MEF consiste à résoudre l'équation de la dynamique, de la piézoélectricité, sur de petits éléments, dans chaque élément, les solutions recherchées sont développées sur un ensemble de fonctions de base. D'un point de vue numérique, la solution approximative systématique de chaque élément est construite par l'application des méthodes variationnelles [61].

Le choix des fonctions de base est décrit par le nombre de degrés de liberté. La projection des équations différentielles sur les fonctions de base, dans chacun des éléments finis, ramène le problème à un système d'équations linéaires. Concernant, les interfaces hétérogènes, les conditions aux limites assurent l'assemblage des matrices élémentaires en une matrice globale du système complet. Les différents types d'éléments finis qui sont disponibles dans Comsol sont ; les éléments finis de Lagrange et les éléments finis nodaux iso-paramétriques.

II.3. Simulation 2D d'un SAW (Etude modale et harmonique d'une cellule)

Nous considérons une structure bidimensionnelle (2D), d'un transducteur SAW (plan O_{xz}) figure II.2. Nous nous intéressons à l'excitation de l'effet piézo-électrique (direct) à travers l'application d'un champ électrique externe sur les électrodes inter- digité d'entrée.

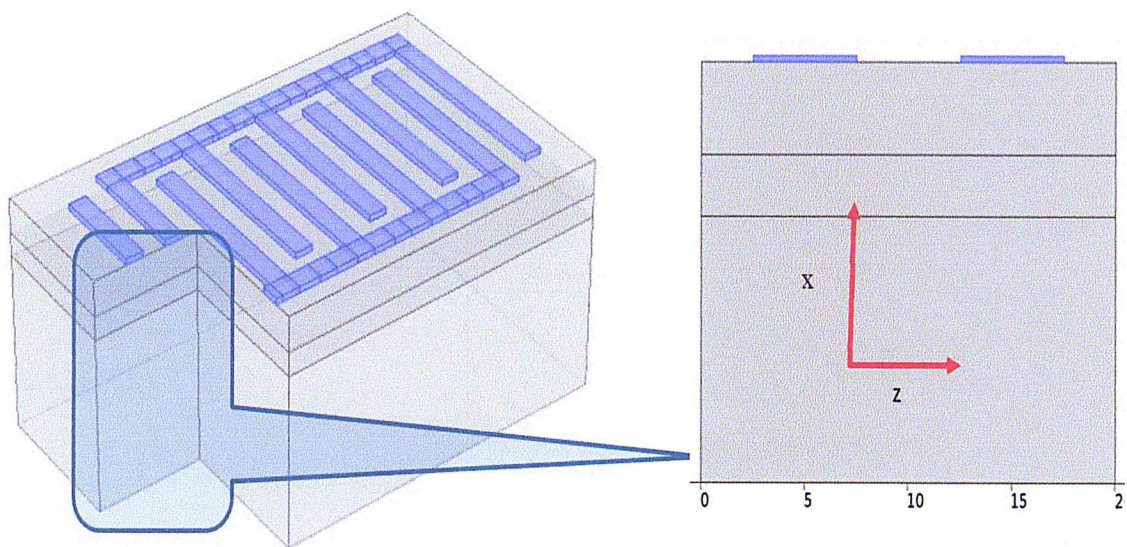


Figure II.2 : Structure SAW à étudier

Nous effectuons d'abord une étude modale sur une seule cellule de SAW (par la considération des conditions de périodicité) afin d'en déduire les fréquences propres de la structure, puis nous effectuons une étude harmonique de la même cellule en balayant la fréquence d'excitation dans une région contenant la fréquence propre (des modes de surface) déterminées par l'étude modale.

II.3.1. Etude modale d'une cellule

II.3.1.1. La géométrie de la structure SAW

Comsol Multiphysics propose des outils de conception géométrique en (1D, 2D et 3D). Les opérations géométriques sont toujours organisées selon une séquence dans l'arborescence du modèle. La géométrie de notre structure unitaire de SAW (par la considération des conditions de périodicité) qui est constituée de quatre couches superposées comme suit (Le substrat en silicium, l'oxyde de silicium SiO₂, la couche piézoélectrique en ZnO et les électrodes en Al). Chacune d'elle est délimitée par un rectangle (*box*), les paramètres géométriques de chaque rectangle (à savoir; sa longueur, sa largeur et la position de son origine) sont listées dans les (tableaux II.1, II.2 et II.3, II.4), respectivement.

Tableau II.1: Région définissant la couche piézoélectrique ZnO.		Tableau II.2: Région définissant la couche substrat Si.	
Nom	Valeur	Nom	Valeur
Position x	0	Position x	0
Position y	h_sio2	Position y	-h_si
Largeur	Lambda	Largeur	Lambda
la taille	h_zno	la taille	h_si

Tableau II.3: Région définissant la couche d'électrode en Al			Tableau II.4: Région définissant la couche l'oxyde de SiO ₂ .	
Nom	Valeur	Valeur	Nom	Valeur
	Electrode 1	Electrode 2		
Position x	lambda/8	5/8* lambda	Position x	0
Position y	h_sio2+h_zno	h_sio2+h_zno	Position y	0
Largeur	lambda/4	lambda/4	Largeur	Lambda
la taille	h_elect	h_elect	la taille	h_sio2

Les conditions aux limites appliquées sont illustrées dans la figure (II.3), en considérant la condition de continuité.

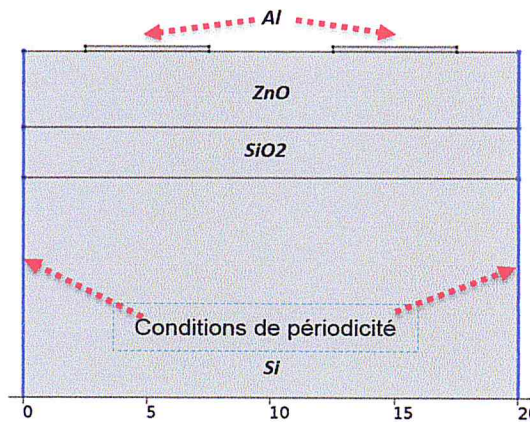


Figure II.3: Géométrie d'une cellule de résonateur SAW, avec la condition de périodicité.

La figure II.4 représente les résultats de simulation (réponse mécanique en termes de champ de déplacement mécanique total) montrant les différents modes de vibration possible dans la cellule unitaire du résonateur SAW. A chaque fréquence propre, un mode propre de vibration est associé, la visualisation de la Figure II.4 montre l'existence de deux modes qui sont les modes de substrat et ceux de surface.

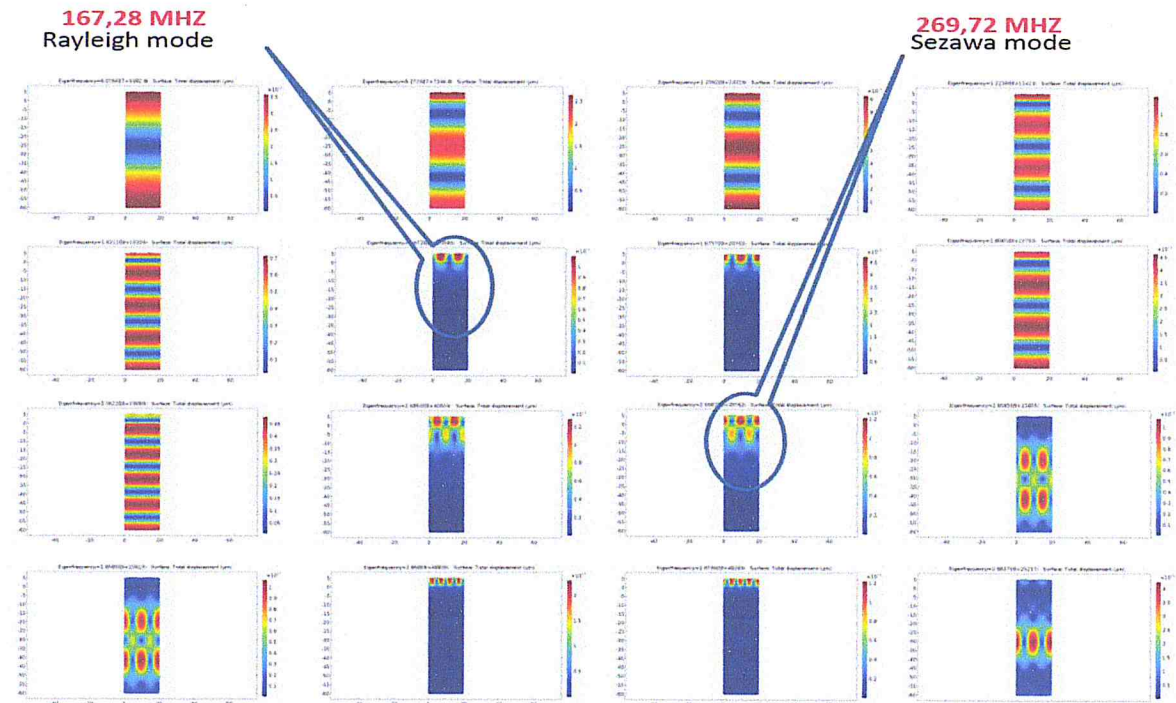


Figure II.4: Champ de déplacements mécanique d'une cellule unitaire du SAW aux différentes fréquences propres

En niveau de couleur, le Rouge est associé à une intensité maximale, tandis que le Bleu est associé au minimum d'intensité. Dans notre travail nous nous intéressons aux ondes de surface, à savoir le mode de Rayleigh et le mode de

Sewaza. Selon les résultats précédents, ces deux modes apparaissent respectivement aux deux fréquences $f_R=167.28$ MHz et $f_S=269.72$ MHz.

II.3.2. Etude harmonique d'une cellule

Faisons maintenant une étude harmonique au problème afin de déterminer la réponse électrique du SAW. Dans ce cas nous appliquons une différence de potentiel entre les électrodes de la cellule. Pour confirmer les résultats de l'étude modale.

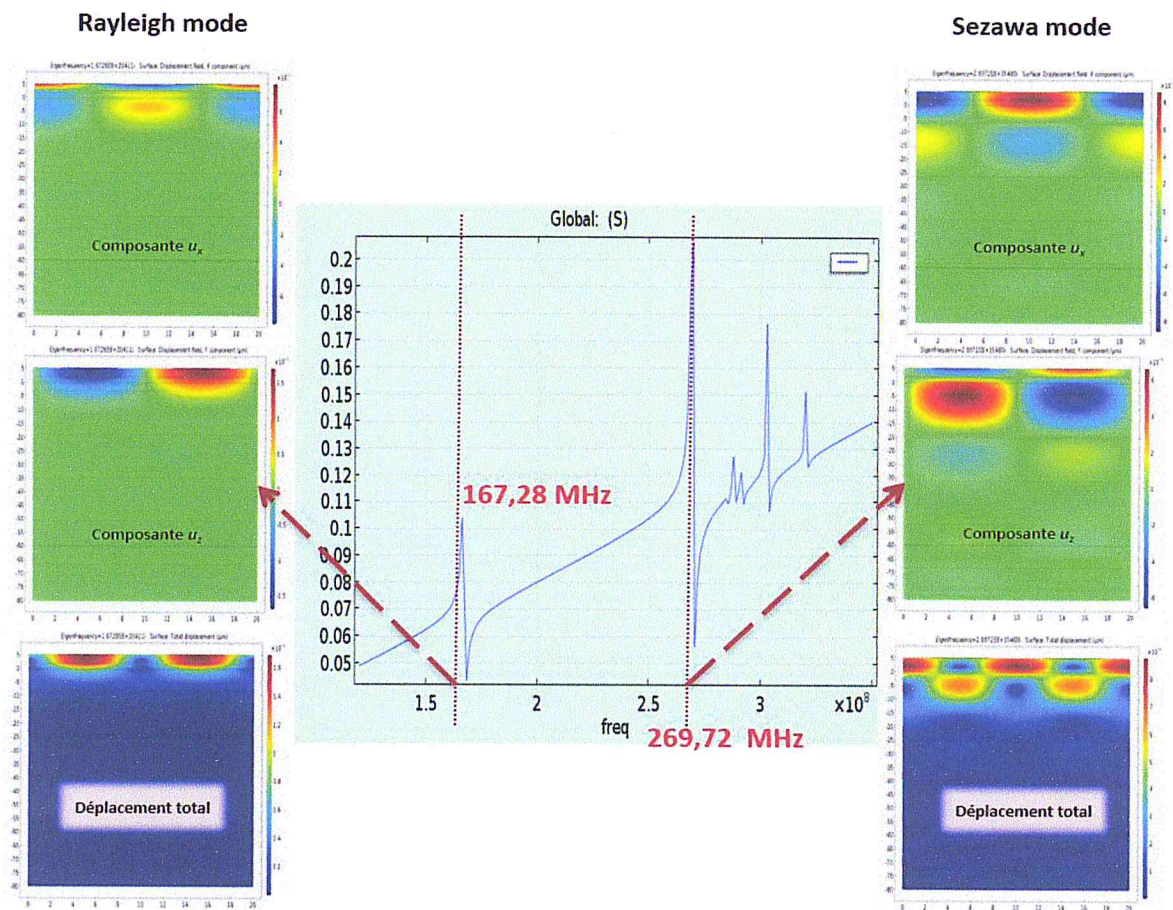


Figure II.5: Réponse électrique d'une cellule de résonateur SAW et composantes champ de déplacements mécaniques (u_x , u_z et u_{tot})

La figure II.5 représente la réponse électrique de la structure en termes d'amplitude de l'admittance électrique d'entrée Y_{11} en fonction de la fréquence ($Y_{11} = \frac{I}{V}$). Nous retrouvons ici les résultats de l'étude modale où la fréquence du mode de Rayleigh est localisée à $f_R=167.28$ MHz, l'admittance présente un maximum

d'amplitude suivi juste après d'un minimum d'intensité à la fréquence d'antirésonance ($f_{ar}= 166.575$ MHz), la même chose est observée au niveau du mode de Sézawa $f_{rS}=269.75$ MHz et $f_{aS}= 268.65$ MHz, les autres modes sont associés au substrat.

La visualisation sur la même figure des deux composantes (u_x, u_y) du champ de déplacement mécanique montre que pour les deux modes (Rayleigh et Sézawa), le déplacement est localisé à la surface de dispositif, pour Rayleigh le champ est localisé dans la couche piézoélectrique, tandis que pour le mode Sézawa il est localisé au niveau de l'interface entre la couche SiO_2 et Si

II.4. Etude de la structure globale de la ligne à retard SAW

II.4.1.Procédure de simulation du SAW par Comsol

Les principales étapes de simulation que nous allons suivre pour étudier le résonateur piézoélectrique SAW par la méthode des éléments finis sont listées comme suit:

- 1 Choix de la dimension de l'espace de simulation.
- 2 Sélection des modèles décrivant notre phénomène à étudier.
- 3 Définition des paramètres géométriques du modèle.
- 4 Affectation des matériaux aux différentes régions du résonateur.
- 5 Application des conditions aux limites (électriques et mécaniques) sur les différentes régions, frontières ou interfaces.
- 6 Choix du maillage adéquat à la structure SAW.
- 7 Définition de l'intervalle fréquentiel de l'étude.
- 8 Lancement du calcul.
- 9 Post exploitation et traitement des résultats.

II.4.1.1.Choix de la dimension de l'espace de simulation.

Dans cette première étape nous effectuons le choix de la dimension du problème, nous choisissons ici de faire une simulation bidimensionnelle (2D), sur une section du SAW (plan Oxz). Nous considérons que les ondes élastiques de surface se propagent dans la direction (Ox).

II.4.1.2.Choix de la physique :

Dans le logiciel *Comsol* on peut simuler plusieurs phénomènes physiques tels que l'électrostatique, l'électromagnétisme, la diffusion de chaleur, la déformation mécanique, l'effet piézoélectrique, etc.

La majorité des dispositifs *MEMS* utilisent un ou plusieurs phénomènes pour traduire une grandeur physique d'entrée en une grandeur électrique de sortie ou inversement. Les résonateurs à ondes élastiques de surface *SAW* se basent principalement sur l'effet piézoélectrique direct ou inverse par le biais d'un couplage électromécanique. On choisit dans cette deuxième étape d'utiliser la physique "*Piezoelectric Devices (Pzd)*" afin d'en tenir compte.

II.4.1.3.Paramètres géométriques du modèle

Il est très utile de faire une paramétrisation dans un tableau des variables du modèle et les utiliser ensuite dans les différentes étapes de simulation. Il suffit ensuite de changer dans le tableau la valeur attribuée à la variable qu'on veut modifier et ceci sera tenu en compte automatiquement dans tout le modèle. Dans cette simulation, les valeurs des paramètres géométriques sont listées dans le tableau II.5.

Tableau II.5: Les paramètres géométriques du modèle.

Nom	Expression	Description
Lambda	20 [µm]	La longueur d'onde
h_zno	3 [µm]	Épaisseur de la couche piézoélectrique
h_sio2	2 [µm]	Épaisseur de la couche d'oxyde de silicium
h_si	3*lambda [µm]	Épaisseur du substrat, la couche de Si
h_elect	0.2 [µm]	Épaisseur des électrodes
PML	lambda*1.5 [µm]	Longueur de la région PML
N_pnc	2	Nombre de périodes <i>PnC</i> (<i>Gratings</i>)

Nom	Expression	Description
n_pair_elec	10	Nombre de paires d'électrode
Fi	150 [MHz]	Fréquence initiale
Ff	350 [MHz]	Fréquence finale
Df	(ff-fi)/500	Le pas fréquentiel

II.4.1.4. La Géométrie de la Structure SAW

L'ensemble de la structure (ligne à retard SAW) est divisée en quatre parties: i)- les électrodes inter-digitées entrée (émetteur). ii)- la zone active contenant les réflecteurs ou les absorbeurs (active area). iii)- les électrodes inter-digitées (sortie du récepteur) et iv)-les régions *PML* (*Perfectly Matched Layer*) permettant d'absorber les ondes indésirables.

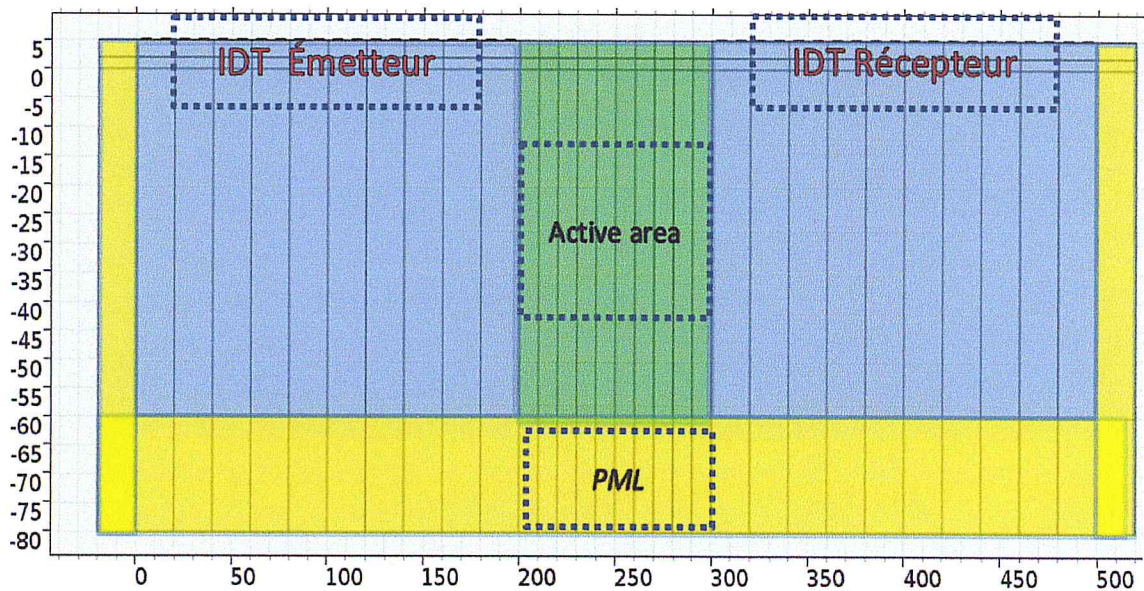


Figure II.6: Les différentes parties constituant la structure SAW simulée.

Les parties (i et iii), l'émetteur et le récepteur sont déjà décrites précédemment dans le cas de l'étude d'une cellule sauf que cette fois ci on introduit un nombre fini définissant le nombre de paires d'électrodes contenues dans chaque partie (selon le tableau II.5, $n_{\text{Pair}}=10$).

Pour la partie (ii) (zone active) on définit les réflecteurs de Bragg (en Al) ou les résonateurs locaux absorbeurs sous la forme des piliers en (ZnO), l'ensemble de ces structures représente le cristal phononique (*PnC*), nous faisons d'abord une étude sans *PnC* puis on ajoute les *PnCs* pour voir leurs influences.

La partie *PML* contient trois régions (deux latérales et une au-dessous du substrat). Les régions latérales contiennent les couches superposées suivant ; le substrat en Si, une couche de SiO₂ et une couche de ZnO.

II.4.1.5. Matériaux constituant la structure

Pour chaque matériau choisi, il faut un minimum de paramètres physiques à définir. Les paramètres physiques associés à chaque matériau, tels que la permittivité diélectrique, le module de Young, la masse volumique, le tenseur d'élasticité et le tenseur piézoélectrique, etc., sont définies dans chaque domaine de la structure SAW.

a) Silicium (Si)

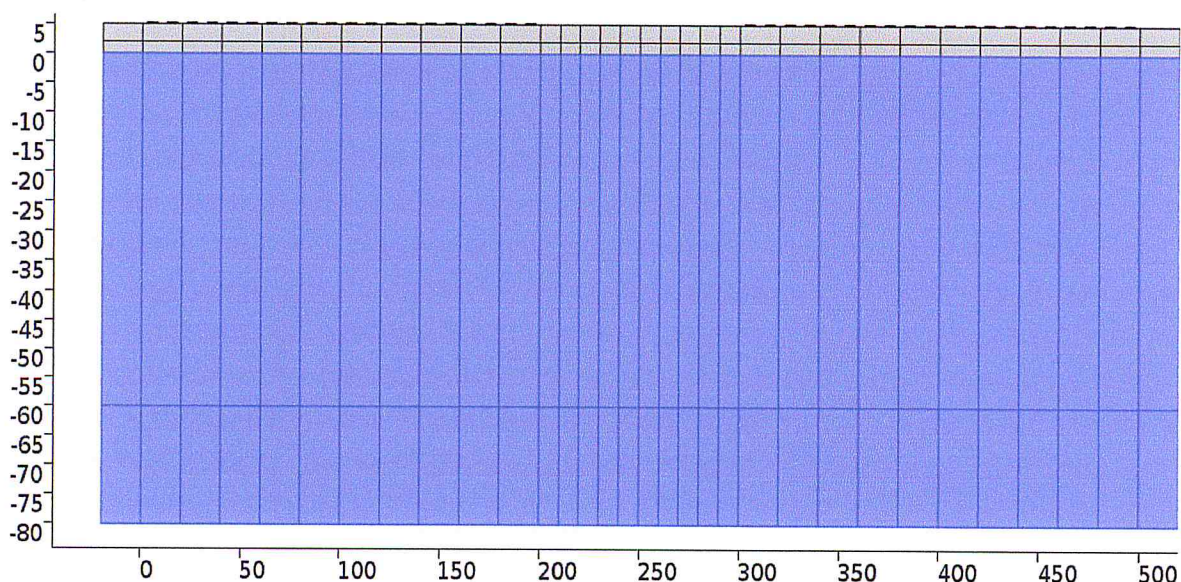


Figure II.7: Affectation du Si à la région substrat.

Tableau II.6: Propriétés physiques du Si.

Propriété	Valeur
Densité	2330[kg/m ³]

Tenseur d'élasticité	{166, 64, 166, 64, 64, 166, 0, 0, 0, 80, 0, 0, 0, 0, 80, 0, 0, 0, 0, 80}[GPa]
----------------------	---

b) L'oxyde de silicium (SiO₂)

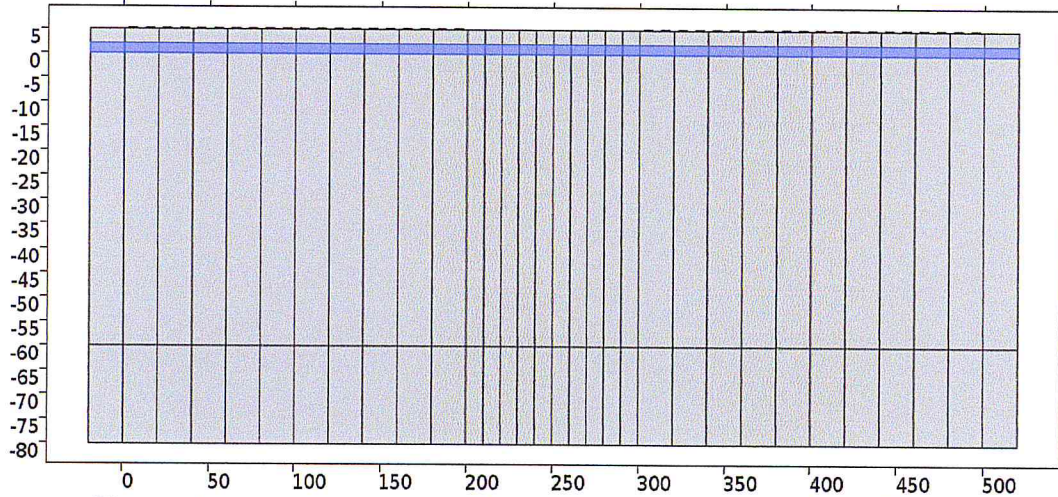


Figure II.8: Affectation du SiO₂ comme isolant entre Si et ZnO.

Tableau II.7: Propriétés physiques du SiO₂.

Propriété	Valeur
Densité	2200[kg/m ³]
Permittivité diélectrique relative	4.2
Module d'Young	70e9[Pa]
coefficient de Poisson	0.17

c) L'oxyde de Zinc (ZnO)

Le ZnO est un matériau piézoélectrique (et diélectrique), très intéressant pour la construction de la couche active de la structure SAW figure II.8. A partir de la bibliothèque des matériaux, les constantes physiques du ZnO sont listées dans le Tableau II.8. Le choix de ce matériau est effectué sur la base de son coefficient de couplage électromécanique (K_{eff}^2) relativement bon, qui traduit le taux de conversion de l'énergie mécanique vers l'énergie électrique et inversement, et à cause aussi de la stabilité de la fréquence d'oscillation de ce matériau. La génération de l'onde se fait à l'aide de deux paires d'électrodes (transducteurs inter digités *IDTs*) déposées sur la surface de la couche piézoélectrique. La puissance électrique appliquée aux

*IDT*s émetteur est convertie en onde élastique qui va se propager à la surface, cette onde sera de nouveau convertie en puissance électrique de sortie par l'*IDT* récepteur [62]

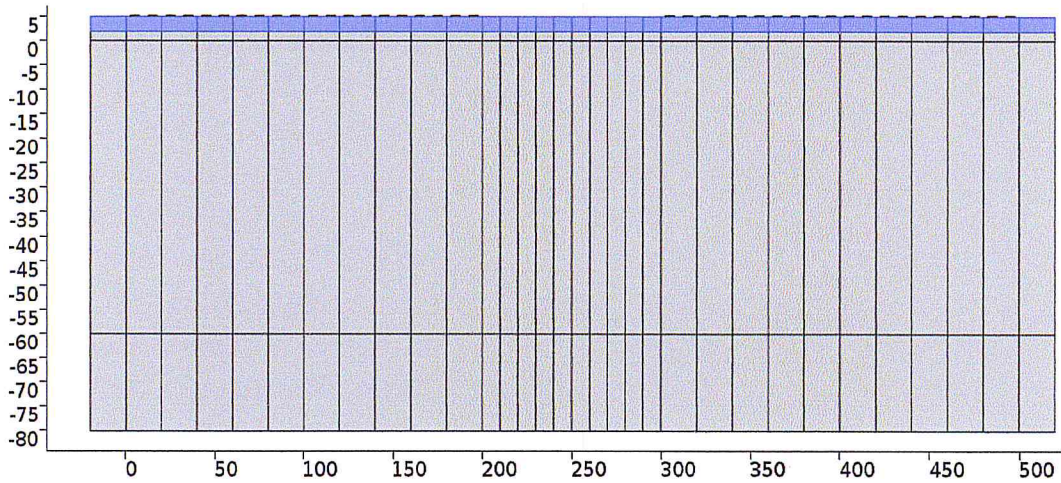


Figure II.9: Affectation du ZnO à la région active.

Tableau II.8: Propriétés physiques du ZnO.

Propriété	Valeur
Densité	5680[kg/m ³]
Permittivité relative	{8.5446, 8.5446, 10.204}
Facteur de perte pour la permittivité électrique	0

Les autres constants sont données dans le chapitre (I).

d) Electrodes *IDT*s en Al

L'aluminium est un matériau métallique, il est utilisé pour réaliser les électrodes *IDT* émetteurs et récepteurs (considérés identiques), ce dispositif est représenté dans la figure II.10.

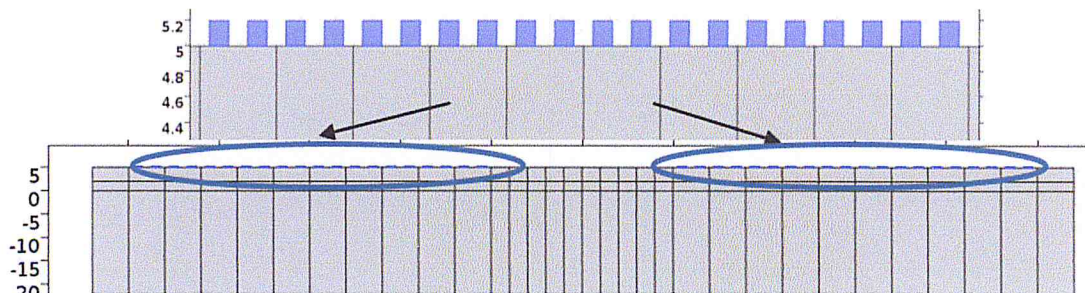


Figure II.10: Affectation du matériau Al aux électrodes *IDT*s

Tableau II.9: Propriétés physiques de l'Al.

Propriété	Valeur
Densité	2700 [kg/m ³]
Module de Young	70.0e9 [Pa]
Coefficient de Poisson	0.35

II.5. Les Conditions aux limites appliquées

II.5.1. Matériau piézoélectrique

La couche piézoélectrique est l'élément moteur des résonateurs SAW. Elle est définie par le matériau ZnO dans la figure II.13. Les lois qui décrivent le comportement électromécanique sont données dans les équations (II.1-4) représentant respectivement les définitions du champ électrique (qui dérive du potentiel électrique), la déformation mécanique, ainsi que les deux lois d'état (relation (II.3) et (II.4)) du solide piézoélectrique :

$$E_k = -\frac{\partial U}{\partial x_k} \quad \text{II.1}$$

$$S_{kl} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial u_k}{\partial x_l} + \frac{\partial u_l}{\partial x_k} \right) \quad \text{II.2}$$

$$T_{ij} = c_{ijkl}^E S_{kl} - e_{kij} E_k \quad \text{II.3}$$

$$D_j = e_{jkl} S_{kl} - \varepsilon_{jk}^S E_k \quad \text{II.4}$$



T_{ij} sont les composantes du tenseur de contraintes mécanique, S_{kl} les éléments du tenseur de déformation, c_{ijkl}^E les constantes d'élasticité à champ électrique constant et e_{jkl} les éléments du tenseur piézo-électrique, E_k sont des composantes du champ électrique, U le potentiel électrique, ε_{jk}^S sont les composantes du tenseur de la permittivité diélectrique à déformation constante, D_j étant les composantes de déplacement (Induction) électrique et u_k sont les composantes de déplacement mécanique.

II.5.2. Matériaux élastiques linaires

Un matériau élastique est un matériau qui est susceptible de se déformer sous l'application d'une contrainte mécanique extérieure. Lorsque cette contrainte

extérieure est supprimée, il reprend sa forme initiale. Ce comportement élastique est décrit par la loi de Hook, donnée par l'équation (II.5).

$$T_{ij} = C_{ijkl}^E S_{kl} \quad \text{II.5}$$

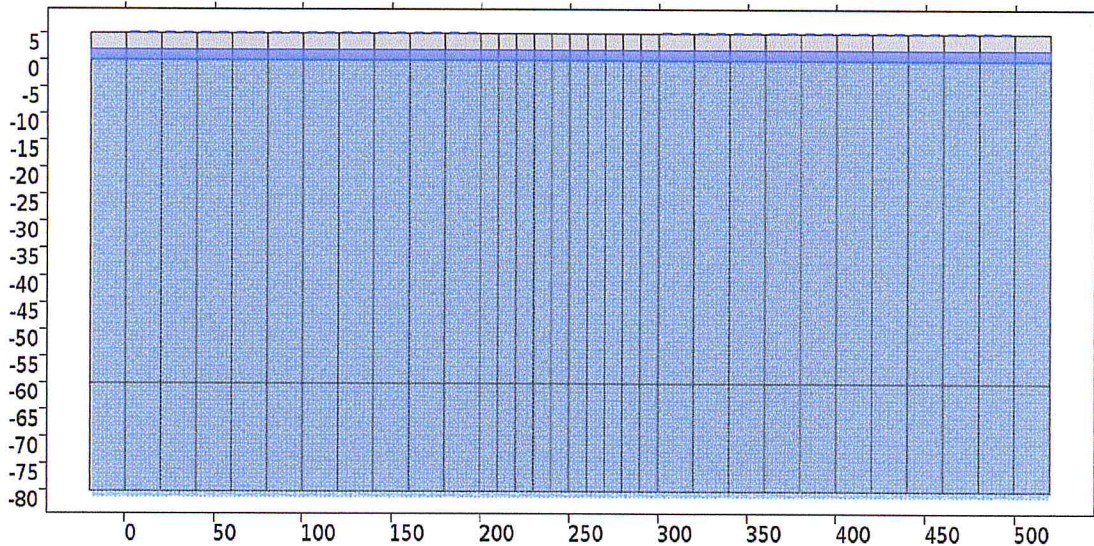


Figure II.11: Définition des régions élastiques.

On choisit "**Linear Elastic Material**" pour définir les propriétés élastiques des deux régions : régions contenant du Al et du SiO₂ (considéré comme isotrope) et pour la région contenant du Si (considéré comme anisotrope).

Afin de pouvoir résoudre les équations différentielles décrivant le phénomène piézoélectrique dans le SAW, il est nécessaire de définir les différentes conditions aux limites (ces conditions aux limites sont de type mécaniques et électriques).elles sont données comme suit :

II.5.3. Conditions aux limites électriques (*Grounds, Terminal*) à l'entrée et à la sortie

II.5.3.1. Conditions aux limites électriques (*Grounds, Terminal*)

Les conditions aux limites électriques sont dues au fait que les électrodes sont reliées à un générateur de potentiel électrique externe. Les deux systèmes électrodes IDT (entrelacées) d'entrée sont liées, l'une à la masse V=0 Volt et l'autre au potentiel V=10 Volt.

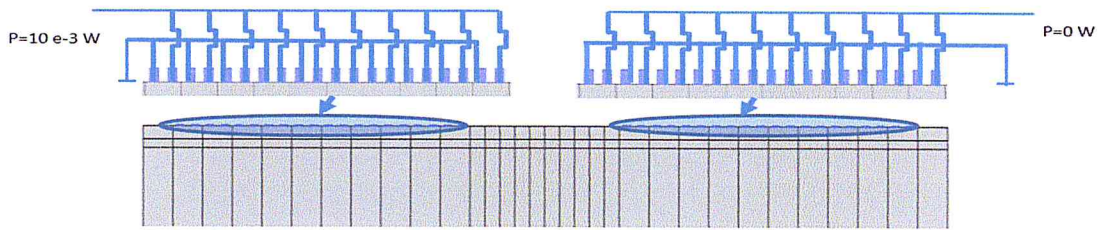


Figure II.12: Définition des conditions aux limites électriques.

On peut également appliquer une puissance électrique comme c'est le cas de caractérisation par un analyseur de réseaux pour la détermination des paramètres-S, Ces conditions sont appliquées sur les *IDT* (électrodes à l'émetteur), (figure II.12). Les deux systèmes électrodes *IDT* de sortie (récepteur) constituent un *terminal* lié à une puissance nulle $P=0 W$.

II.5.3.2. Conditions aux limites mécaniques

La simulation numérique des problèmes de propagation d'ondes dans les milieux infinis, par la méthode des éléments finis, nécessite la réduction du milieu d'étude en un domaine borné. La méthode des couches absorbantes est considérée comme l'une des techniques les plus utilisées dans ce sens. Ce sont des couches, à épaisseurs finies, qui entourent la frontière du domaine d'étude afin de forcer les ondes à s'amortir en parcourant une distance donnée dans le domaine absorbant. Cependant, le temps de calcul exigé par un problème couplant le domaine d'étude et le domaine absorbant devient plus important. La figure II.13 montre les régions *PLM* absorbantes dans notre cas de ligne à retard SAW [63].

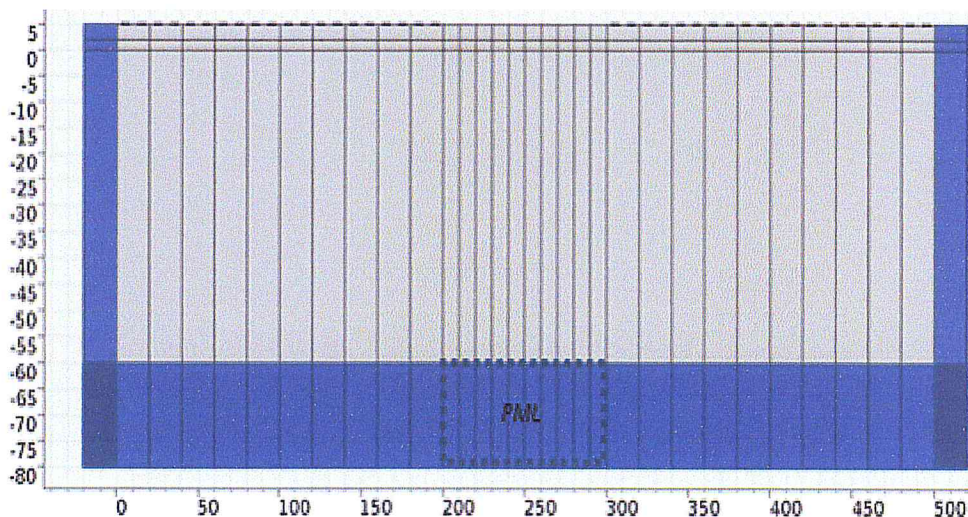


Figure II.13: Définition des conditions aux limites mécaniques *PML*

II.6. Maillage de la structure

Le maillage est un découpage du domaine global en un nombre fini de sous domaines. *Comsol Multiphysics* propose plusieurs méthodes pour le maillage 2D, dont le maillage triangulaire libre, rectangulaire libre, extrudé, etc [64]. Le choix du maillage dépend de la nature de la structure, de la géométrie, des conditions aux limites et aussi de la physique, dans notre cas le maillage est rectangulaire distribué, et la taille des éléments de maillage dépend principalement de la longueur d'onde de l'onde mécanique se propageant dans la structure. Le maillage en Y est raffiné plus à l'interface où l'onde de surface est localisée, alors que dans la direction X , nous avons considéré 16 éléments de maillage par longueur d'onde.

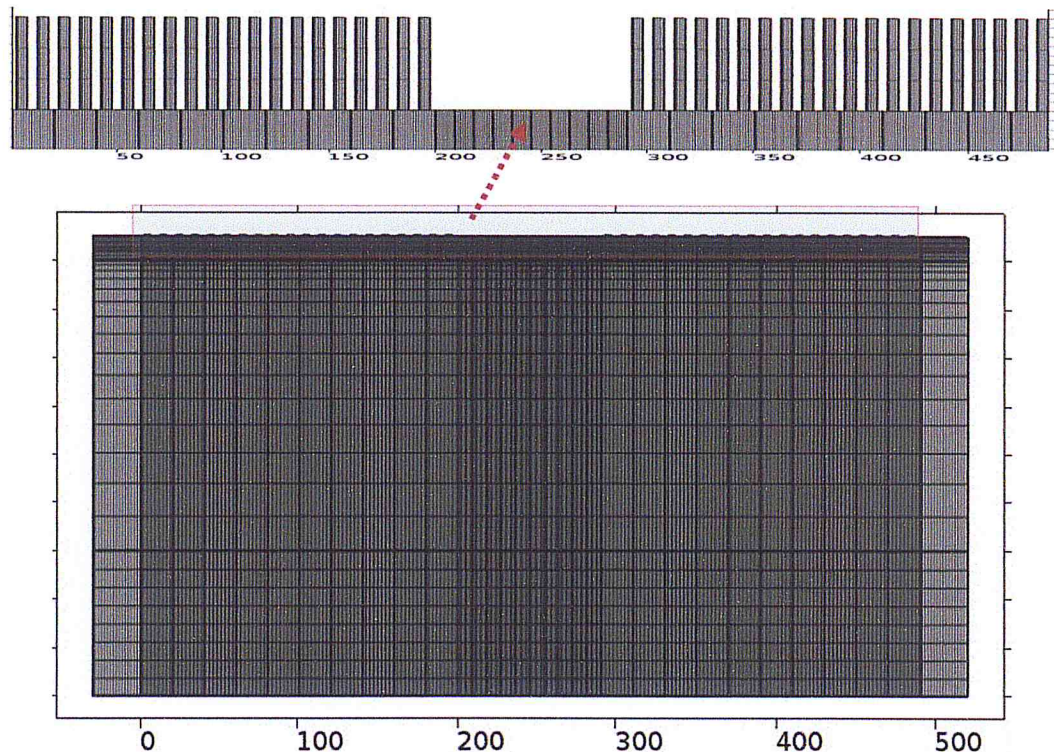


Figure II.14: Maillage de la structure.

II.7. Définition de l'intervalle fréquentiel de l'étude

Dans cette simulation l'étude est harmonique, elle est effectuée dans le domaine fréquentiel allant de 120 MHz à 350 MHz. (domaine contenant les deux modes de vibration en surface, à savoir le mode de Rayleigh et le mode de Sezawa), le pas de balayage fréquentiel est de 0.575 MHz, soit un nombre de points de 400 pris dans l'intervalle d'étude.

II.8. Lancement du calcul

On passe maintenant à l'étape de lancement de calcul (*compute*),

II.9. Poste traitement des résultats

II.9.1. La réponse électrique et mécanique de résonateur SAW

Les principaux paramètres de simulation issus de la simulation du phénomène piézoélectrique sont la charge électrique (Q) et la contrainte mécanique (T_{ij}). Tous les autres paramètres découlent de ces derniers. L'objectif principal de notre étude est de déterminer, l'admittance électrique d'entrée du résonateur, ainsi que le champ de déplacement mécanique dans la structure aux fréquences remarquables de la réponse électrique. L'admittance électrique du résonateur est liée à la charge électrique par la relation suivante :

$$Y = -\frac{j2\pi fQ}{V}, \quad \text{II.6}$$

V étant la différence de potentiel électrique appliquée.

II.9.2. Définition de l'admittance électrique

L'admittance électrique notée " Y " (exprimée en "Siemens" (S) ou Ω^{-1}) est l'inverse de l'impédance électrique Z :

$$Y = \frac{1}{Z} \quad \text{II.7}$$

L'admittance électrique est complexe, sa partie réelle représente la conductance (G) et sa partie imaginaire est la susceptance (B), d'où :

$$Y = G + jB \quad \text{II.8}$$

Dans la figure II.15 on représente les réponses électriques de la ligne à retard simulée, en terme d'admittance électrique d'entrée Y_{11} figure II.15.a, le potentiel de sortie V_{out} figure II.15.b et en terme de pertes d'insertion (Paramètre S_{21} (dB), figure (II.15.e). La réponse mécanique quant à elle est représentée par le champ de déplacement mécanique (composante u_z , figure II.15.d et e).

Pour les trois réponses électriques on remarque l'apparition de deux modes (maximum d'intensité) aux deux fréquences remarquables $f_{IR}=167.28$ MHz et $f_{IS}=269.72$ MHz. La visualisation des profils de déplacement mécanique (II.15.d) et (II.15.e) à ces deux fréquences, montre que ces mode sont associée aux deux modes de surface de Rayleigh et de Sezawa. Pour le premier mode (de Rayleigh) l'énergie mécanique de l'onde est localisée à la surface dans la couche piézo-électrique de (ZnO) tandis que pour le deuxième mode, l'énergie est plutôt localisée dans l'interface Si/SiO₂.

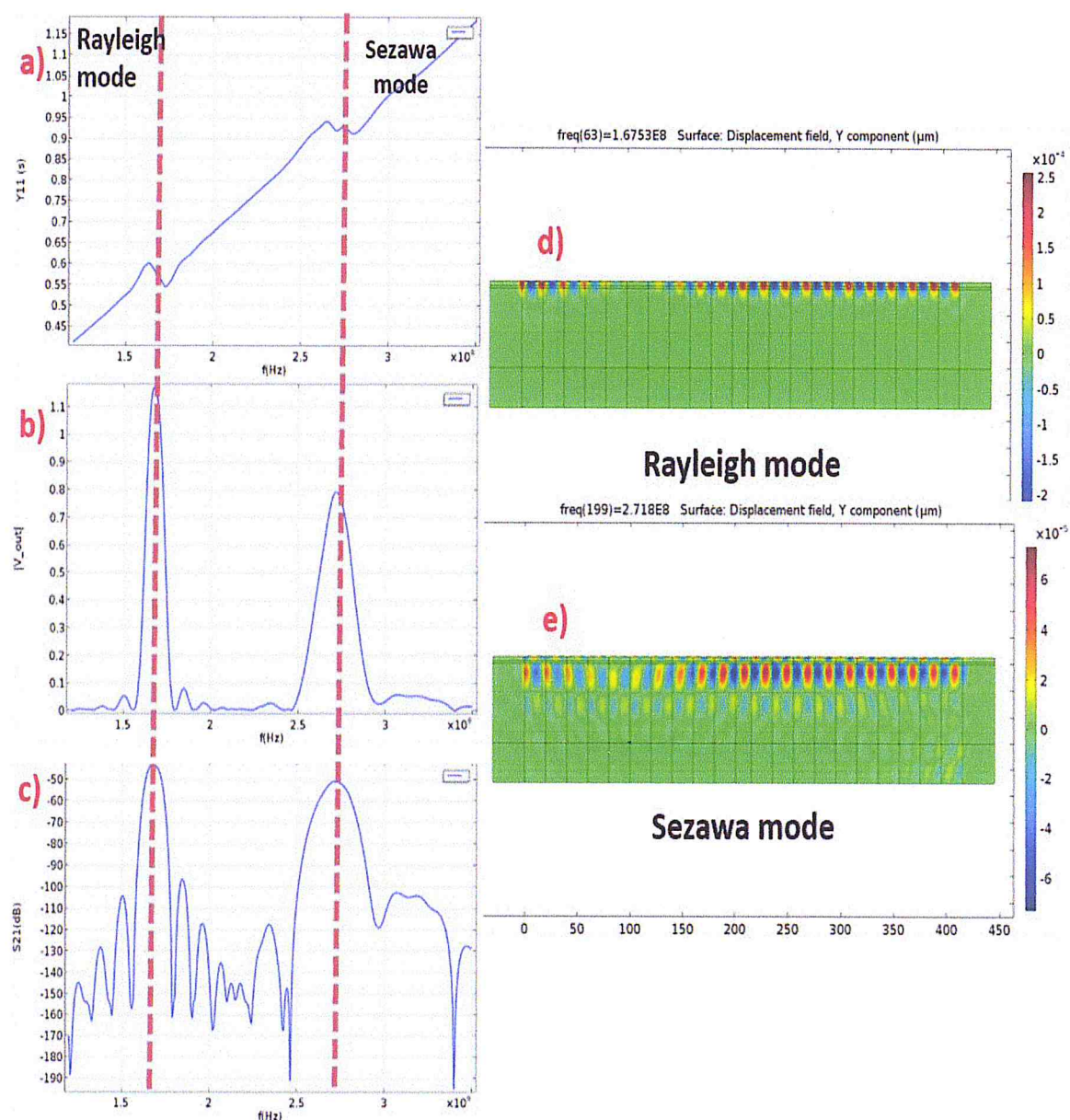


FIGURE II.15: REPNSE ELECTROMECHANIQUE DU LA STRUCTURE SAW SANS PNC

II.9.3. Facteur de qualité de résonateur SAW

Afin de caractériser les pertes de l'énergie totale du SAW, on introduit la notion du facteur de qualité Q [65], il est défini par une dérivée de la phase $\varphi(Y)$ de l'admittance électrique d'entrée en une fréquence f selon la relation II.10.

$$Q = \frac{f}{2} \frac{\partial \varphi(Y)}{\partial f} \quad \text{II.10}$$

A la résonance, le facteur de qualité est :

$$Q_r = \frac{f_r}{2} \frac{\partial \varphi(Y)}{\partial f} \Big|_{f=f_r} \quad \text{II.11}$$

Selon l'origine de la dissipation énergétique, il existe différents types de facteur de qualité. On cite ici le facteur de qualité:

Diélectrique, dû à la permittivité diélectrique complexe (relation II.12) de la région piézoélectrique (considérée isolante) du résonateur.

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad \text{II.12}$$

ε' et ε'' Représentent respectivement les permittivités diélectriques réelle et imaginaire

b) Electrique, dû à la résistivité électrique des matériaux constituant l'électrode de SAW, et qui engendre des pertes par effet joule lors de passage du courant électrique.

c) Mécanique, une conséquence de la propagation des ondes élastiques avec résistance dans les régions élastique de la structure. On introduit les pertes mécaniques en utilisant des constantes d'élasticité complexes selon la relation II.13.

$$c = c' + jc'' \quad \text{II.13}$$

c' et c'' sont les parties réelle et imaginaire de la constantes d'élasticités c_{33}^D respectivement.

Dans cette simulation on néglige les pertes électriques dans les parties métalliques du résonateur, Les pertes diélectriques sont considérées uniquement dans la région piézoélectrique en introduisant des constantes de permittivité relative complexes telles que:

$$\varepsilon_{ij}^S = (1 - j\mu_{\varepsilon_{ij}^S}) \varepsilon_{ij}^S \quad \text{II.14}$$

Telle que $\mu_{\varepsilon_{ij}^S}$ représente la constante des pertes diélectriques, dans notre cas il vaut 0.09 (9 %). De même, les pertes mécaniques sont également introduites dans le modèle (dans les parties élastiques) en considérant des constantes élastiques complexes telles que:

$$C_{ijkl}^E = (1 + j\mu_{C_{ijkl}^E}) C_{ijkl}^E \quad \text{II.15}$$

Où $\mu_{C_{ijkl}^E}$ représente le facteur d'atténuation des ondes mécaniques, dans notre cas il vaut $5 \cdot 10^{-4}$ dans le ZnO, $2 \cdot 10^{-4}$ dans le Aluminium et SiO₂ et $1.66 \cdot 10^{-4}$ Si. Le facteur de qualité total peut être exprimé par :

$$\frac{1}{Q_{tot}} = \frac{1}{Q_{elec}} + \frac{1}{Q_{diele}} + \frac{1}{Q_{mec}} \quad \text{II.16}$$

Conclusion

La méthode des éléments finis est devenue un outil de calcul pour décrire les phénomènes physiques complexes, soumis à des situations compliquées de conditions aux limites telle que la simulation du comportement électromécanique des SAWs. Nous avons présenté dans ce chapitre une étude modale et étude harmonique sur une cellule de SAW (par la considération des conditions de périodicité) afin d'en déduire les fréquences et les modes propres de la structure .les étapes de conception (Procédure de simulation) et de la modélisation d'une structure SAW 2D en utilisant l'outil Comsol Multiphysique. Cette simulation nous a permis de reproduire fidèlement le comportement réel de la structure SAW en imposant des conditions aux limites tel que (Conditions aux limites électriques et mécanique), ressemblant à celles utilisées dans la réalité.

CHAPITRE (III):

**ETUDE DE LA REPONSE
ELECTROMECHANIQUE DU LA STRUCTURE
"SAW" EN ABSENCE ET EN PRESENCE DES
CRISTAUX PHONONIQUES**

Introduction

Depuis l'émergence des cristaux phononiques (CP), d'innombrables travaux s'y sont intéressés, en particulier au mécanisme de la diffusion de Bragg permettant l'ouverture de bandes interdites pour empêcher la propagation des ondes acoustiques/élastiques. Ces travaux ont montré que les longueurs d'ondes interdites par le CP sont de l'ordre de grandeur de sa périodicité. Ainsi, la fabrication d'une « barrière » phononique basée sur le mécanisme de Bragg impose un choix de périodicité de l'ordre des longueurs d'ondes, par exemple la construction des structures phononiques antisismiques basées sur le mécanisme de Bragg implique une périodicité très grande et des dimensions très larges, voir même gigantesques [66]. .

Contrairement au mécanisme de Bragg, la création des bandes interdites avec des structures ayant de petites dimensions par rapport à la longueur d'onde s'impose. Cet objectif est devenu possible, comme nous allons le voir par la suite, grâce au principe de la résonance locale (RL) introduit pour la première fois par Liu et al en 2000 [67]. La résonance locale a même été mise en évidence sur une structure unidimensionnelle simple par Wang et al [68]. Cette étude a montré qu'une bande interdite phononique peut être générée pour des ondes ayant des longueurs d'onde largement supérieures à la périodicité du cristal [69].

III.1. Structure SAW sans l'ajout des PnC

Nous étudions dans cette section la réponse électromécanique de la ligne à retard SAW sans l'ajout des PnC.

III.1.1. Réponse électrique

On représente dans la Figure III.1 la réponse électrique de la Structure SAW en termes de potentiel électrique de sortie V_{out} en fonction de la fréquence f sans les cristaux phononiques.

On remarque que bien que l'excitation électrique V_{in} est de 10 V, le potentiel de sortie V_{out} présente un maximum d'amplitude à la fréquence de résonance des deux modes de surface de l'ordre de 4.5 mV. Ceci est dû à la constante de couplage électromécanique de la structure relativement faible.

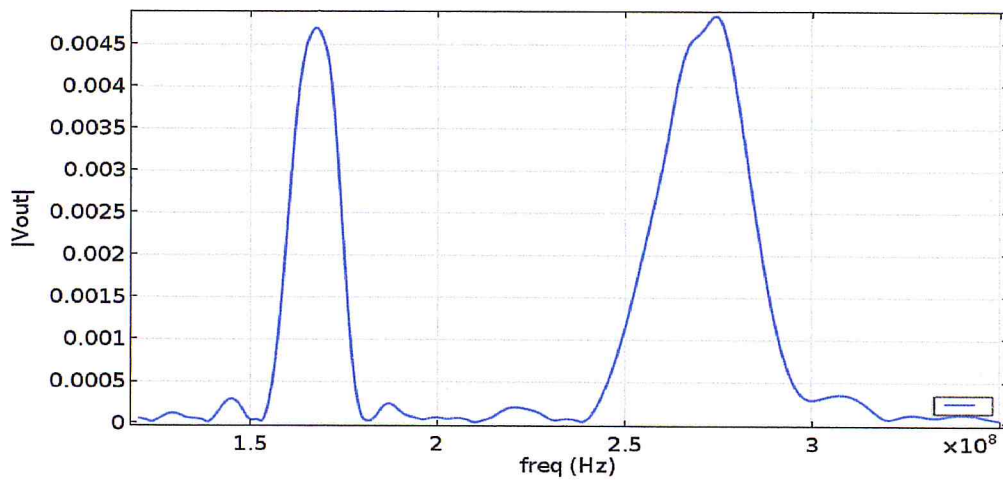


Figure III.1: Potentiel électrique de sortie V_{out}

Nous représentons également, dans la figure III.2, la réponse électrique en terme de pertes de retour exprimés par le paramètre S_{11} . Ce coefficient de réflexion est presque égale à 1 pour toute la gamme de fréquence étudiée, il subit une baisse aux deux fréquences de résonances f_{iR} et f_{iS} .

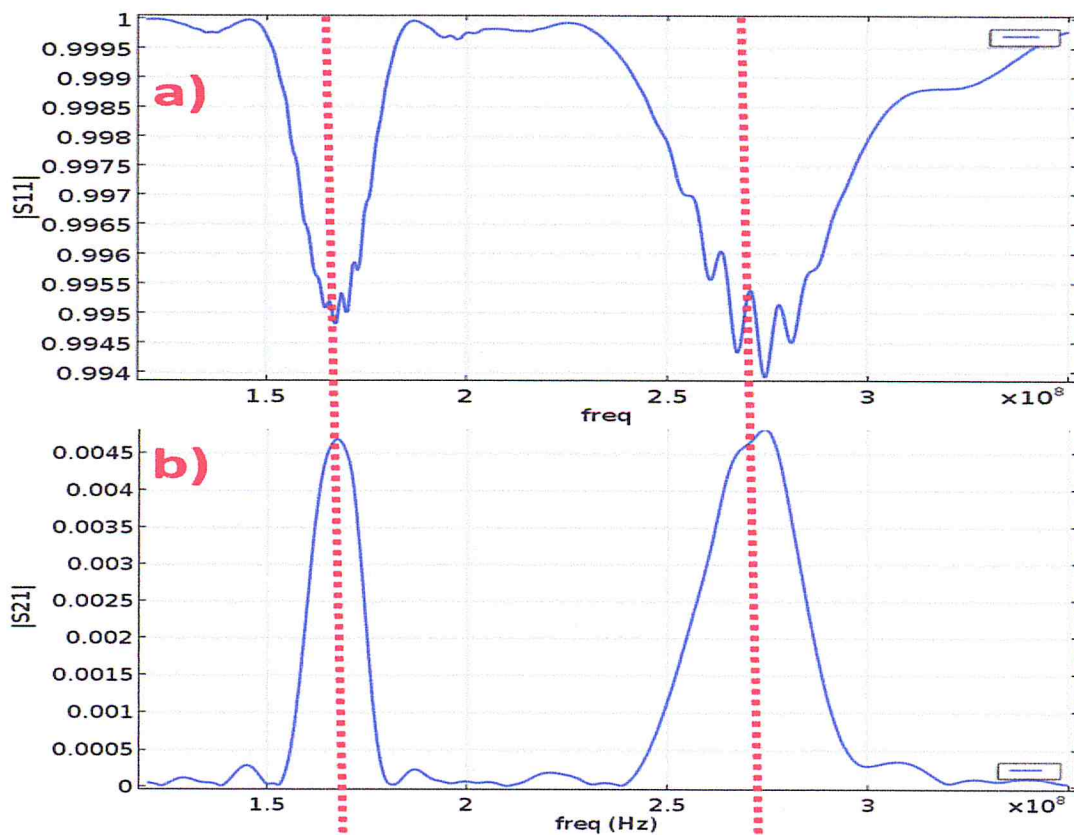


Figure III.2: S_{11} les pertes de retour (Réflexion), S_{21} et les pertes d'insertion (Transmission)

Les pertes d'insertion S_{21} (Coefficient de transmission vers le port(2) quant à elles, elles subissent des variations à l'inverse de la réflexion. S_{21} est maximal aux endroits de résonances et presque nul ailleurs.

III.1.2.Courbe de dispersion

Afin de déterminer la courbe de dispersion $u(f, k_x)$ de la structure étudiée, on doit d'abord présenter le profil de déplacement mécanique à la surface du SAW en fonction de x à chaque fréquence, soit $u(f, x)$. Ceci est effectué en prenant une coupe de profil de déplacement à la surface (*cut line* $x= n_{pair_elec}*\lambda+N_{pnc}*p_{pnc}$, $y=h_{zno}+h_{sio_2}$, jusqu'à, $x= n_{pair_elec}*\lambda+N_{pnc}*p_{pnc}+\lambda*n_{pair_elec}$ $y=h_{zno}+h_{sio_2}$) à chaque fréquence. La courbe de dispersion est obtenue par le calcul de la transformée de Fourier par rapport à x , le programme de calcul par Matlab est donné dans l'annexe B. Les déplacements mécaniques $u(x, f)$ ainsi que sa transformée de Fourier $u(k_x, f)$ sont représentées dans la figure III.3.a et III.3.b.

La figure III.3.a présente le champ de déplacement mécanique $u(x, f)$, où chaque ligne horizontale sur la courbe présente l'amplitude du déplacement vertical en fonction de la position x le long de la surface libre du résonateur. Dans cette figure on montre que le profil du déplacement maximale est obtenu à fréquence de résonance électrique du mode de Rayleigh $f_{rR}=167.28$ MHz avec une valeur d'amplitude la plus grande ($\sim 2.2 \cdot 10^{-4}$ m) et à la fréquence de résonance du mode Sezawa $f_{rS}=269.72$ MHz

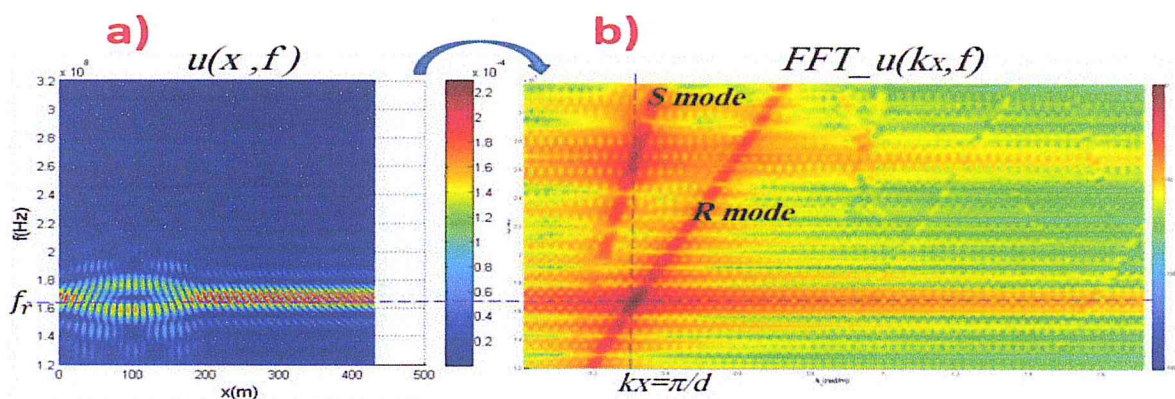


Figure III.3: a) champ de déplacement mécanique $u(x, f)$ à chaque fréquence, b) courbe de dispersion.

La première remarque à dégager à partir de la courbe de dispersion, figure III.3.b c'est que les deux modes de Rayleigh et de Sezawa sont des modes non dispersifs (représenté par des droites de pente respectives P_R et P_S . En fait ces pentes représentent respectivement les deux vitesses de propagation des modes de R et S . on déduit ainsi la vitesse du mode de Rayleigh $V_R=2313.3$ m/s, et mode Sezawa $V_S=7179.9$ m/s.

Le mode de Sezawa est plus rapide que le mode de Rayleigh car ce dernier est localisé à la surface libre (dans la couche piézoélectrique ZnO) tandis que le mode Sezawa est localisé entre les deux couches Si et SiO₂ qui ont des vitesses de propagation plus importante que celle du ZnO.

Le mode Sezawa n'apparaît que si les couches ont une vitesse de l'onde supérieure à celle du ZnO

III.2.Influences des paramètres de conception

III.2.1.Influence de la périodicité des électrodes p_e

La figure III.4 représente l'influence de la périodicité p_e sur la réponse électrique du la structure SAW (p_e : distance définissant une paire d'électrodes +/-, soit une longueur d'onde λ), p_e est balayée de 15 μm à 30 μm .

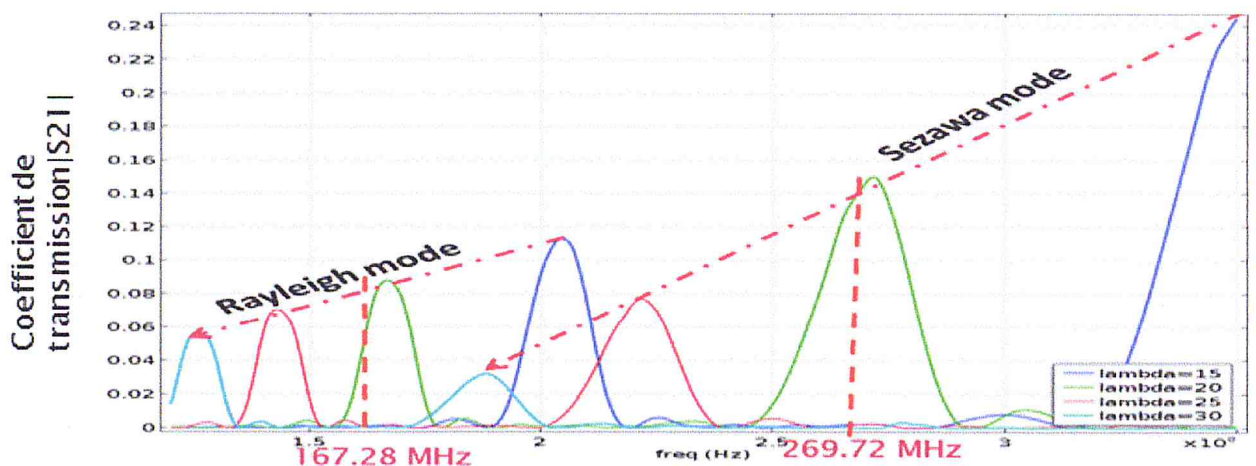


Figure III.4: l'influence de la périodicité p_e (distance définissant une paire d'électrodes).

On constate qu'au fur et à mesure que la périodicité de paires d'électrodes augmente, la fréquence de résonance diminue et ce pour les deux modes R et S. on

peut conclure ici que p_e est le paramètre de conception le plus important, car c'est lui qui fixe la fréquence de travail du SAW.

III.2.2. Influence de la longueur de la zone active L

Avant de déterminer l'influence des paramètres de PnC sur la réponse électrique de la structure SAW, nous effectuons d'abord une étude de l'influence de la longueur de la zone active (L : distance entre les $IDTs$ émetteurs et récepteurs) sans l'ajout du PnC , on fait varier le nombre des périodes (N_{pnc} , sans réflecteurs de Bragg). La longueur totale de la zone active sera alors : $L=N_{pnc}*p_{pnc}$ (avec p_{pnc} est la longueur d'une seule période), on maintien ici le nombre de paires d'électrode à $n_{paire_elec}=6$.

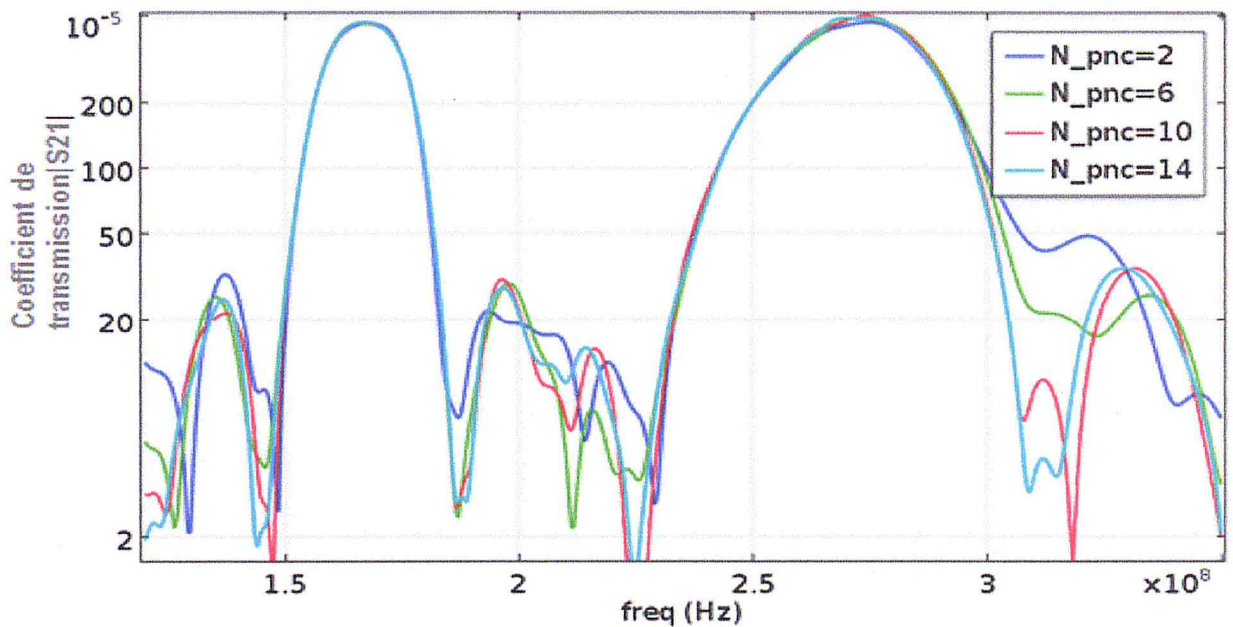


Figure III.5: Influence de la longueur de la ligne à retard SAW sans l'ajout du PnC

La figure III.5 montre une comparaison des résultats obtenus dans cette situation et le cas d'une structure SAW sans longueur du retard. Nous remarquons ici qu'il n'y a pas de grande différence entre les deux réponses électriques S_{21} (le coefficient de transmission), ceci est due au fait que l'atténuation des ondes élastiques est très petite le long des longueurs considérées. Cette étude est faite pour effectuer une déconvolution, par suite, des effets de l'ajout des PnC et de leurs longueurs ajoutées.

III.2.3. Influence du nombre de paires d'électrodes

La figure III.6 présente l'influence du nombre d'électrodes sur la réponse électrique du SAW, on constat ici que le nombre d'électrodes est un paramètre très important pour jouer sur la largeur du pic principale et par conséquent sur la bande passante du filtre.

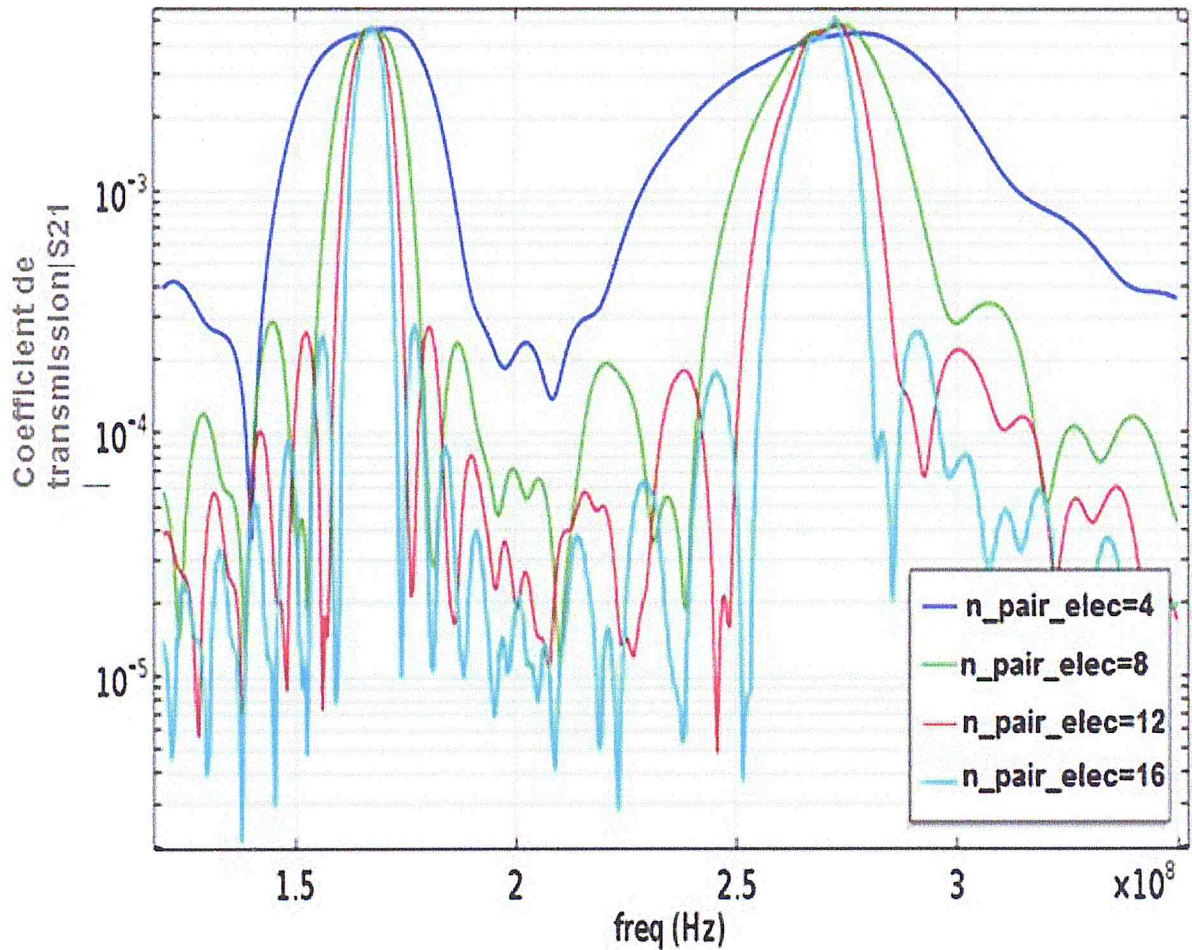


Figure III.6: Influence de nombre de paires d'électrode IDT sur la réponse électrique du SAW sans l'ajout du *PnC*.

On remarque que le nombre d'électrodes fait accentuer le pic de résonance pour les deux modes observé de Rayleigh et de Sezawa. Un nombre d'électrode doublé signifie une largeur de bande rétrécie de moitié. La même chose est observée pour les lobes latéraux de faibles amplitudes. De plus, bien que la puissance d'excitation est la même, l'amplitude des pics principaux augmente en fonction du nombre de paires d'électrodes.

III.3. Structure SAW avec PnC sous forme de miroir de Bragg

Dans cette partie nous allons ajouter des structures périodiques en Al sous forme de réflecteurs de Bragg dans la région définissant la couche active de la ligne à retard SAW; le système devient un crystal phononique dont on étudie ses caractéristiques géométriques.

III.3.1. Influences des paramètres de PnC

Pour avoir un bon *gap* dans la bande passante de SAW et pour localiser cette fenêtre il faut étudier l'influence des paramètres géométriques suivants :

III.3.1.1. Influence de la périodicité des PnC (p_{PnC})

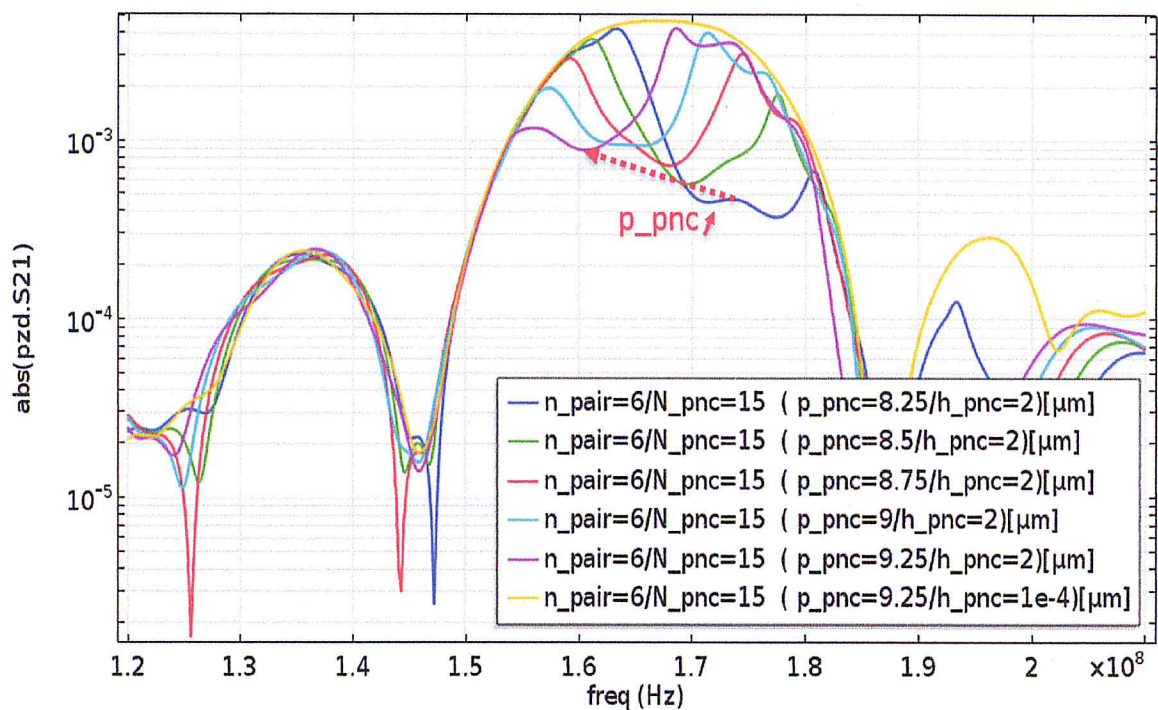


Figure III.7: Influence de la longueur de la périodicité p_{pnc}

Le paramètre le plus important pour créer un gap dans la bande passante du SAW est la périodicité (p_{pnc}) des structures de Bragg. En faisant varier p_{pnc} de 8 μm jusqu'à 9.25 μm figure III.7, on remarque l'apparition d'une région fréquentielle où l'amplitude de S_{21} baisse. La position de cette fenêtre fréquentielle considérée comme un gap élastique peut être maîtrisée par la longueur de la périodicité lorsque p_{pnc} augmente cette fenêtre se décale vers les basses fréquences pour $p_{\text{pnc}}=9 \mu\text{m}$ par exemple le *gap* est juste au milieu de la bande passante.

III.3.1.2. Influence de la hauteur des PnC (h_{PnC})

Nous effectuons maintenant un balayage de la valeur de hauteur (h_{pnc}), en gardant constante la périodicité ($p_{pnc} = 9 \mu\text{m}$ pour un gap centré au milieu de la bande passante). Lorsque $h_{pnc} = 1.7 \mu\text{m}$, un gap élastique devient apparent sur la réponse S_{21} de la figure III.8. En augmentant h_{pnc} et à cause de l'effet de masse le gap se déplace, de plus en plus, vers les basses fréquences.

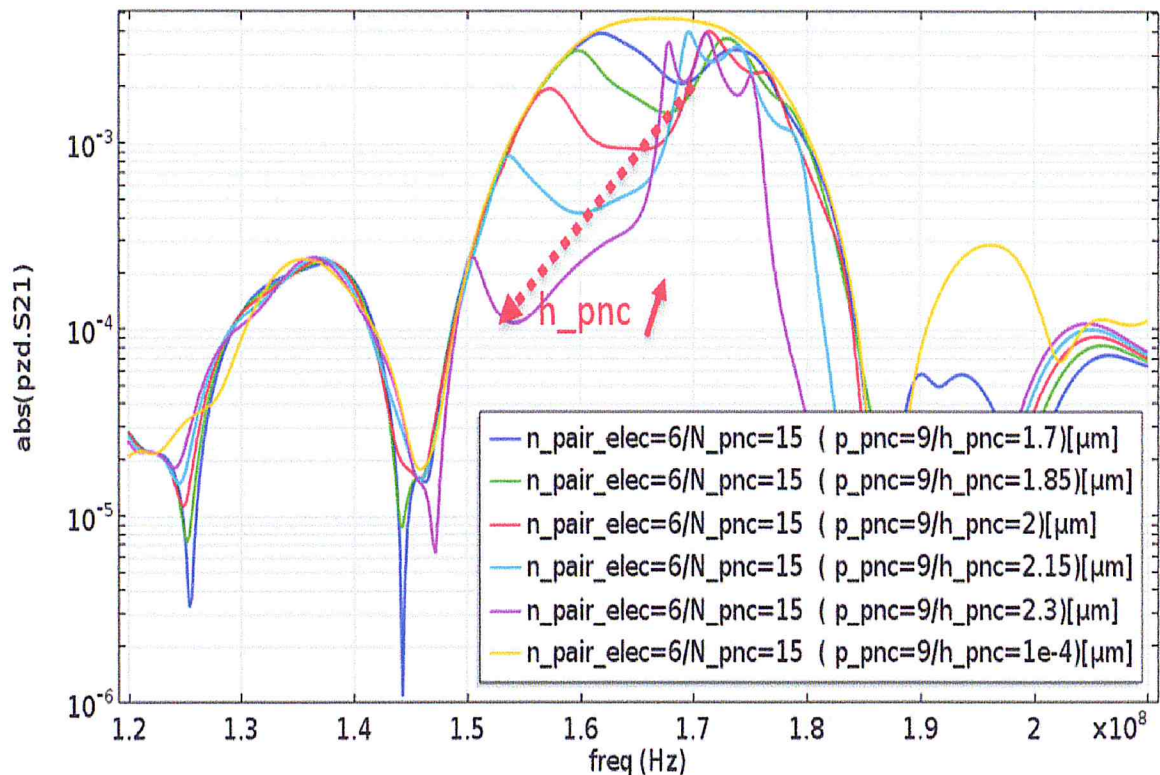


Figure III.8: Influence de la hauteur de réflecteur de Bragg h_{pnc}

III.3.1.3. Influence du nombre de PnC (N_{PnC})

Nous effectuons maintenant un balayage du nombre de réflecteur de Bragg (N_{PnC}) en gardant constante la périodicité p_{pnc} à $9 \mu\text{m}$ (pour un gap centré au milieu de la bande passante) comme indiqué sur la figure III.9, le nombre de paires d'électrodes $n_{\text{pair_elec}}$ est fixée à 6 et la hauteur des réflecteurs h_{pnc} est fixée à $2 \mu\text{m}$. Lorsque N_{PnC} augmente le gap devient de plus en plus, profond, la transmission tend vers 0 et la réflexions est presque totale. Ceci est dû au fait que l'énergie réfléchiée par les réflecteurs de Bragg est proportionnelle au nombre de réflecteurs dans le chemin de l'onde.

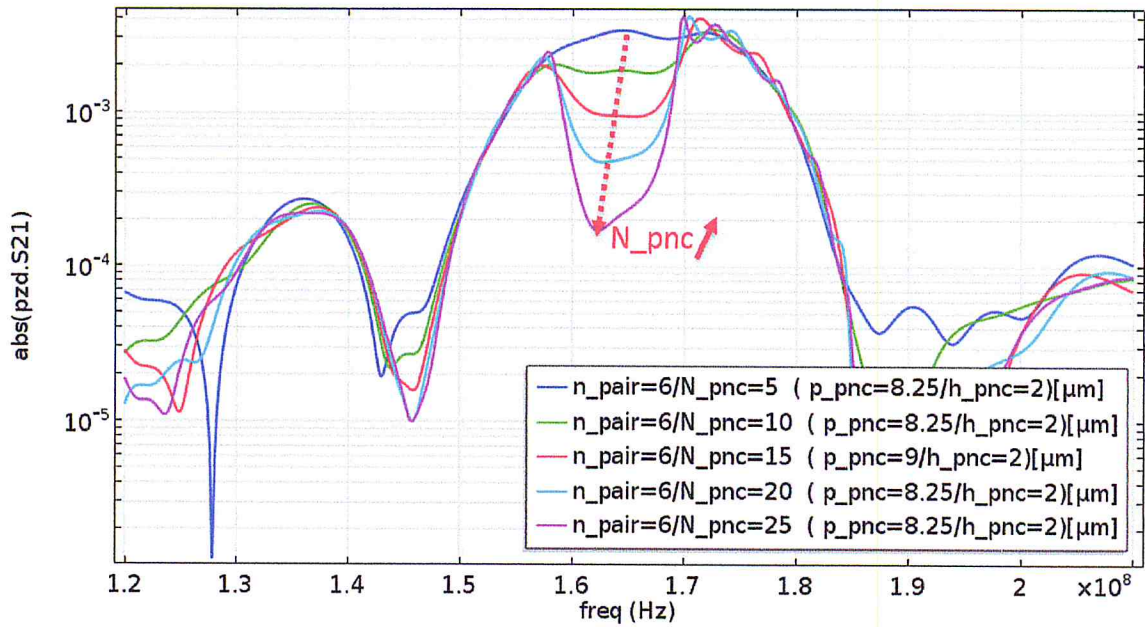


Figure III.9: Influence du nombre de réflecteurs

III.4.Choix des paramètres géométriques du PnC et réponse électromécanique

Nous présentons dans la figure III.10 la meilleure combinaison des résultats issus de l'étude précédente sur l'influence de l'ensemble des paramètres géométriques sur la réponse électromécanique tels que (h_{pnc} , p_{pnc} , N_{pnc}).

Avec un choix convenable de paramètres géométriques, la comparaison des réponses électriques dans la figure III.10 montre l'existence de deux gaps de Bragg localisés proches des deux fréquences de résonance des modes R et S. Le gap de Bragg du mode Rayleigh est plus profond et plus large, la visualisation de la réponse mécanique (champ de déplacement u_x) en absence de PnC montre une onde de surface le long de toute la structure (III.10.a et III.10.b) ce qui montre que la réflexion est nulle et que la transmission vers le récepteur est totale.

En présence de PnC (figure III.10.c et III.10.a) le maximum du champ de déplacement mécanique est localisé plutôt dans la région de l'émetteur et les réflecteurs de Bragg les plus rapprochés. Ceci est dû à la réflexion des ondes élastiques engendrées par ces structures. Dans la région des IDTs récepteurs le déplacement mécanique est minimal, ce qui montre que la transmission est presque nulle, justifiant l'abaissement de S_{21} à ces fréquences.

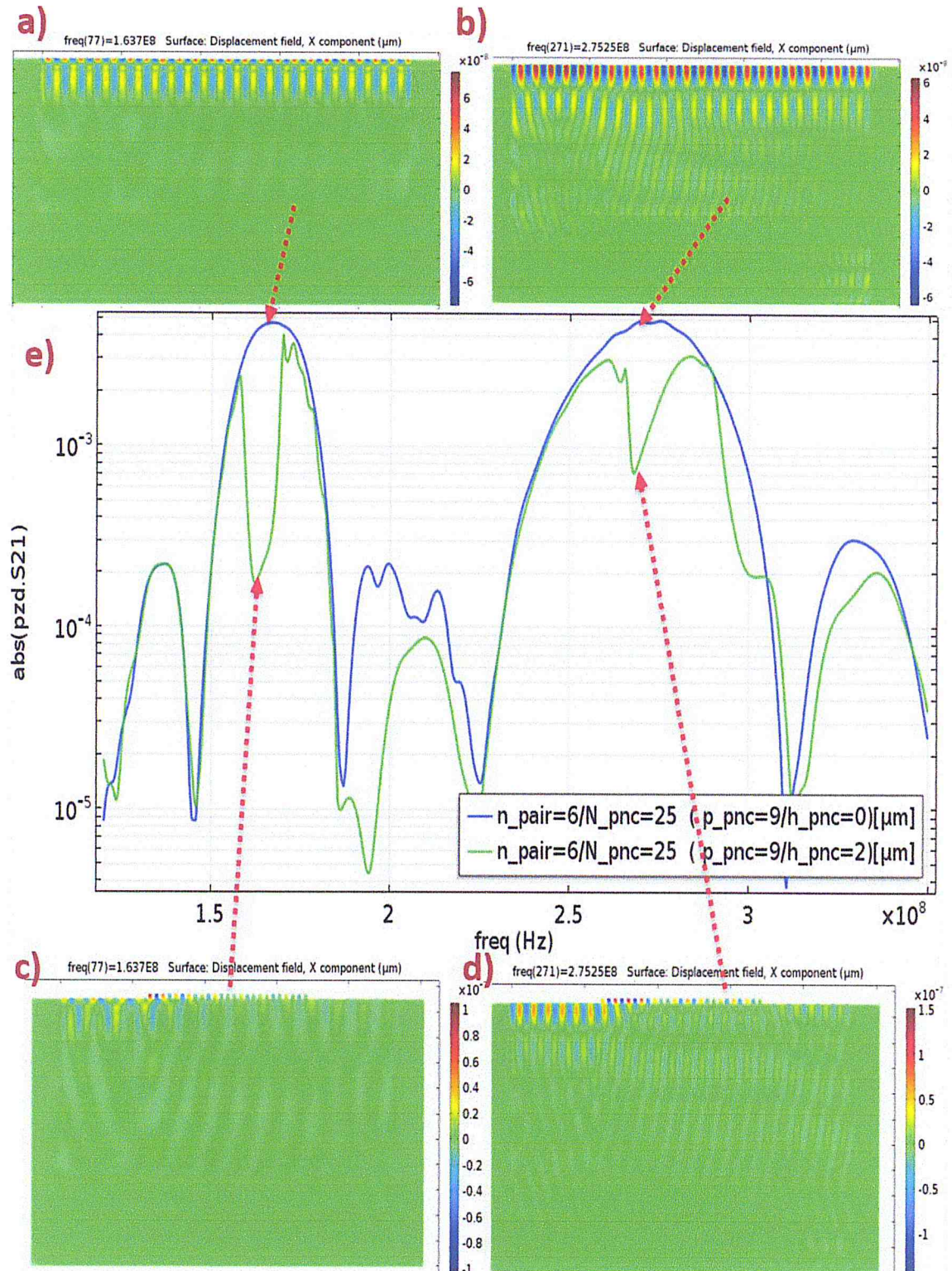


Figure III.10: a, b, c et d : Le champ de déplacement mécanique de toute la ligne à retard SAW aux fréquences de résonances f_R et f_S (a et b sans PnC) et (c et d avec PnC). e) La réponse électrique avec et sans PnC .

III.5. Coefficient de réflexion S_{11} de la structure avec PnC de Bragg

Nous représentons également, dans la figure III.11, la réponse électrique en termes de pertes de retour donnée par le paramètre S_{11} . En absence de PnC (courbe en bleu), ce coefficient de réflexion est presque égale à 1 pour toute la gamme de fréquence étudiée, il subit une baisse aux deux fréquences de résonances f_{IR} et f_{IS} où il atteint son minimum.

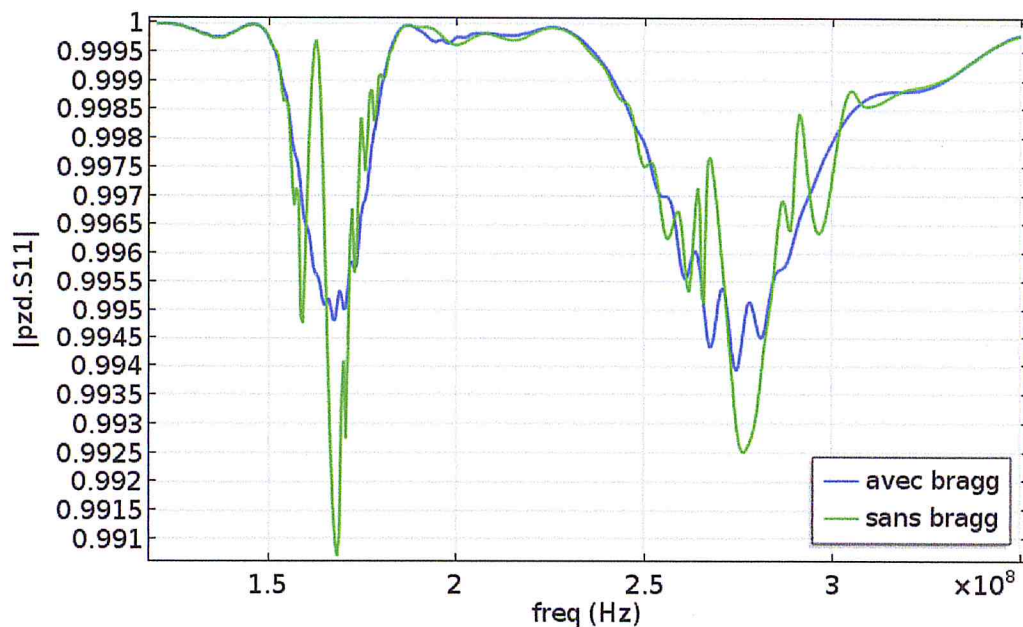


Figure III.11: La réponse électrique en termes de pertes de retour exprimée par le paramètre S_{11} , comparaison avec et sans PnC .

En présence de PnC S_{11} suit la même tendance sauf qu'au voisinage des fréquences de résonance, il subit une augmentation significative à cause de la réflexion supplémentaire engendrée par les réflecteurs de Bragg.

III.6. Courbe de dispersion de la structure avec PnC de Bragg

En raison de la périodicité p_{PnC} de la structure dans l'espace réel, la courbe de dispersion présente aussi une périodicité de $2\pi/p_{PnC}$. En raison de la symétrie de la courbe de dispersion par rapport à $k_x=0$, nous effectuons une étude modale (en appliquant les conditions de périodicité de Floquet) uniquement dans l'intervalle allant de $k_x=0$ à $k_x=\pi/p_{PnC}$.

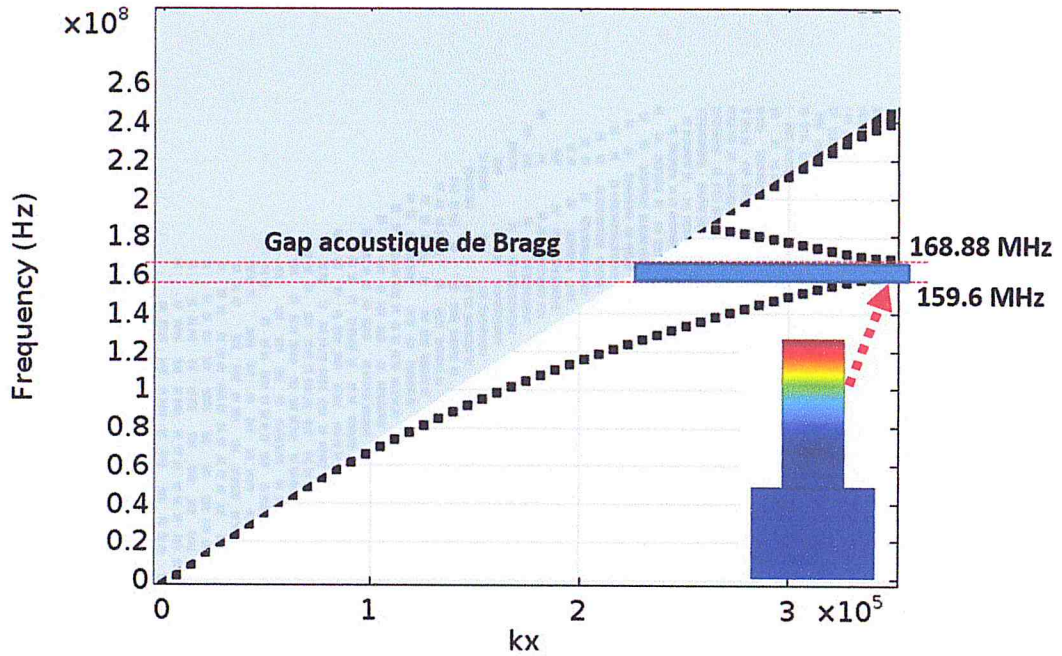


Figure III.12: Courbe de dispersion des *PnC* de Bragg.

La figure III.12 présente la courbe de dispersion (la variation de fréquence f , solution de l'équation d'onde, en fonction du vecteur d'onde k_x) des réflecteurs de Bragg. La région masquée (en gris) sur la structure de bandes est le cône du son qui représente la zone radiative du substrat Si, la ligne du son qui limite le cône du son est donnée par la plus petite vitesse de phase d'onde de substrat dans la direction x [70]. De cette figure III.12 nous constatons l'apparition d'une région fréquentielle où l'équation de l'onde ne possède pas de solution, cette région (délimitée par les deux fréquences de valeurs respectives $f_{min}=159.6$ MHz et $f_{max}=168.88$ MHz) représente le *gap* élastique de Bragg visualisé précédemment dans la réponse électromécanique figure III.10.

III.7. Structure SAW avec PnC sous forme de pilier résonant

III.7.1. Choix du couple (h_{PnC}, p_{PnC}) permettant de fixer la fréquence de résonance

Nous effectuons une étude modale d'une cellule unitaire du résonateur sous forme de pilier en ZnO, nous faisons aussi un balayage des paramètres géométriques de la structure. L'objectif de cette étude est de chercher les différents couples (h_{PnC}, p_{PnC}) permettant de faire résonner le pilier à une fréquence

fondamentale très proche de la fréquence de synchronisation de la structure SAW considérée précédemment.

Tableau III.1: Couples (h_{PnC} , p_{PnC}) pour des piliers résonants à 167.28 MHz

p_{PnC} (nm)	100	200	300	500	1000	2000	3000	5000
h_{PnC} (nm)	503.35	696.94	839.15	1057.7	1444.75	1922	2318.85	2535.1
f_r (MHz)	167.28	167.28	167.28	167.28	167.28	167.28	167.28	167.28

Pour procéder à cette étude, nous avons pris des valeurs fixes de la périodicité p_{PnC} du pilier (100 nm, 200 nm,...5000 nm), ces valeurs sont listées dans le tableau III.1. Pour chaque valeur prise de p_{PnC} nous effectuons un balayage de la valeur de la hauteur h_{PnC} du pilier dans l'étude modale afin d'obtenir une fréquence de résonance proche de celle du SAW, à savoir $f_r=167.28$ MHz. Le couple (h_{PnC} , p_{PnC}) dégagé de cette étude ainsi que la fréquence de résonance du pilier correspondante sont listés dans le tableau III.1.

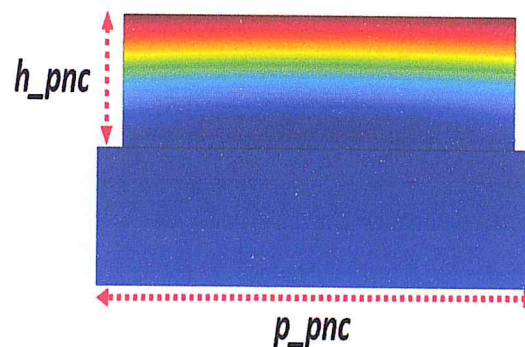


Figure III.13: Cellule unitaire du pilier résonnant, exemple de couple ($p_g=100$ nm et $h_g=503,53$ nm).

Nous présentons dans la figure (III.13) le champ de déplacement mécanique d'une cellule unitaire de pilier résonnant à une fréquence $f_r=167.28$ MHz, nous Visualisons ici un exemple de couple (périodicité p_{PnC} , hauteur h_{PnC}) tel que : $p_{PnC}=100$ nm et $h_{PnC}=503,53$ nm. De cette figure nous remarquons que le maximum du champ de déplacement mécanique est localisé à l'extrémité supérieure du pilier, ceci représente le mode de vibration fondamental du pilier.

III.7.2. Courbe de dispersion du pilier résonant

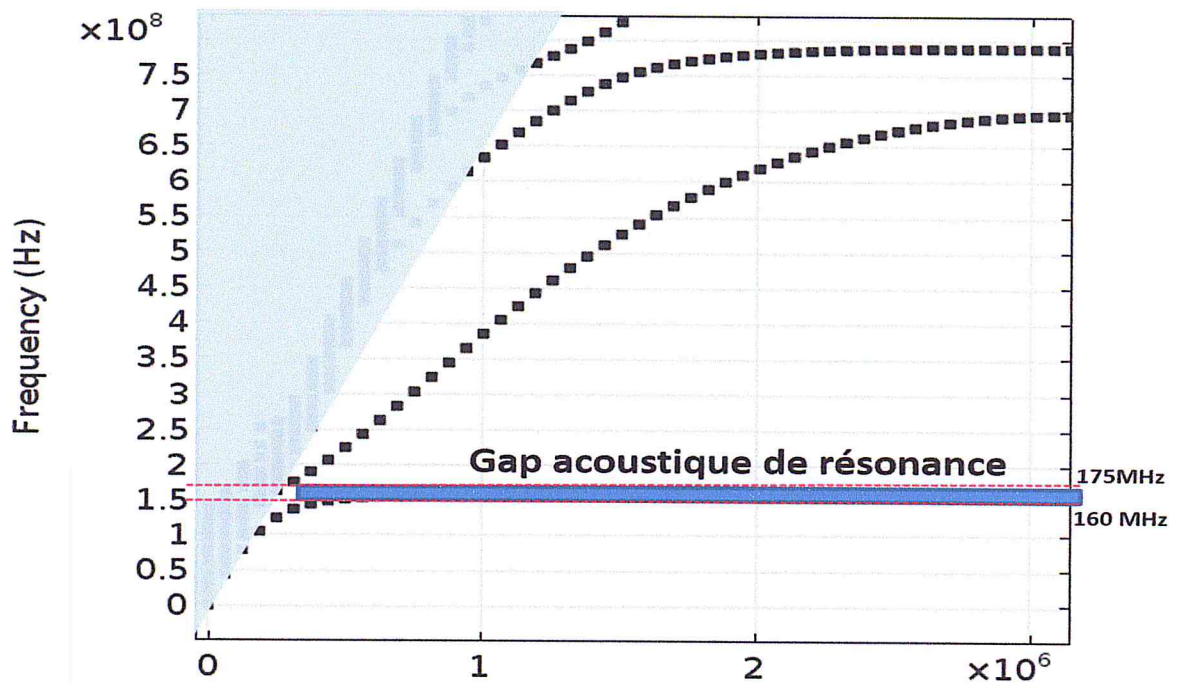


Figure III.14: Courbe de dispersion du pilier résonant.

La figure III.14 présente la courbe de dispersion de la structure pilier prise seule avec les conditions de périodicité. La région masquée (en gris) sur la structure de bandes représente le cône du son qui est la zone radiative du substrat, nous remarquons l'apparition d'un gap élastique (entre les deux fréquences $f_{min}=160\text{MHz}$ et $f_{max}=175\text{ MHz}$), ce gap est appelé gap de «Résonance».

III.7.3. Réponse électromécanique du SAW couplé aux piliers résonants

Après l'étude modale effectuée sur une seule cellule, et la détermination des couples (h_{PnC} , p_{PnC}) pour une fréquence $f_r=167.28\text{ MHz}$. Nous allons, par la suite, utiliser un exemple de ces couples pour les introduire dans le chemin élastique de l'onde de surface générée par la ligne à retard SAW étudiée précédemment. La courbe de la figure (III.15) représente la réponse électrique S_{21} (coefficient de transmission) en fonction de la fréquence, nous remarquons ici une chute brusque de S_{21} à la fréquence de résonance f_{rR} du mode Rayleigh sans pour autant modifier le mode Sézawa.

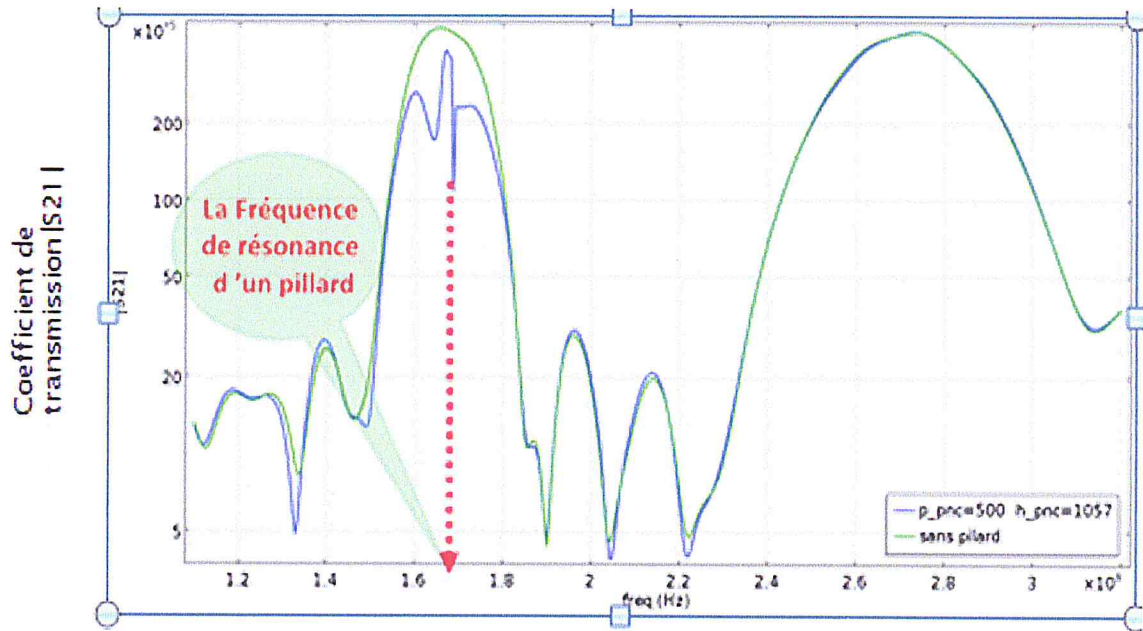


Figure III.15: La réponse électrique du SAW couplé avec les piliers résonants.

Afin de voir le comportement de l'onde de surface à la fréquence de résonance des piliers, nous visualisons dans la figure III.16 le champ de déplacement mécanique de la structure. Il est clair ici que l'amplitude maximale est localisée dans la région contenant le système de piliers (en zoom) entre les *IDTs*. De plus, ce champ est minimal aux endroits des *IDTs* émetteurs et *IDTs* récepteurs, ce qui montre que la transmission est minimale à cause du gap élastique comme le cas de Bragg, et la réflexion est minimale à l'inverse du cas avec réflecteurs de Bragg.

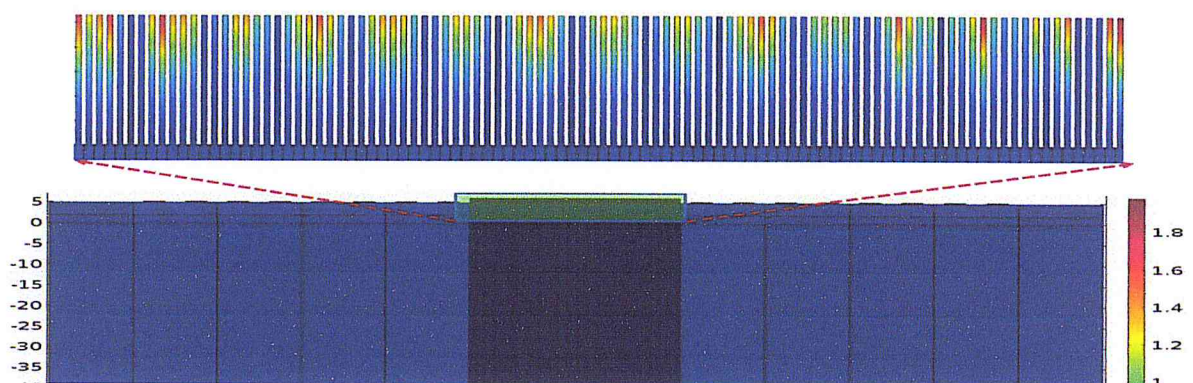


Figure III.16: Le champ déplacement mécanique de la ligne à retard SAW avec les résonateurs sous forme pillier en ZnO.

Nous représentons également, dans la figure III.17, la réponse électrique en termes de pertes de retour exprimées par le paramètre S_{11} d'une structure SAW

avec et sans piliers. On remarque que ce coefficient suit la même allure que celle décrite précédemment (cas sans PnC), mais il subit des variations uniquement au voisinage de la fréquence de résonances f_{rR}

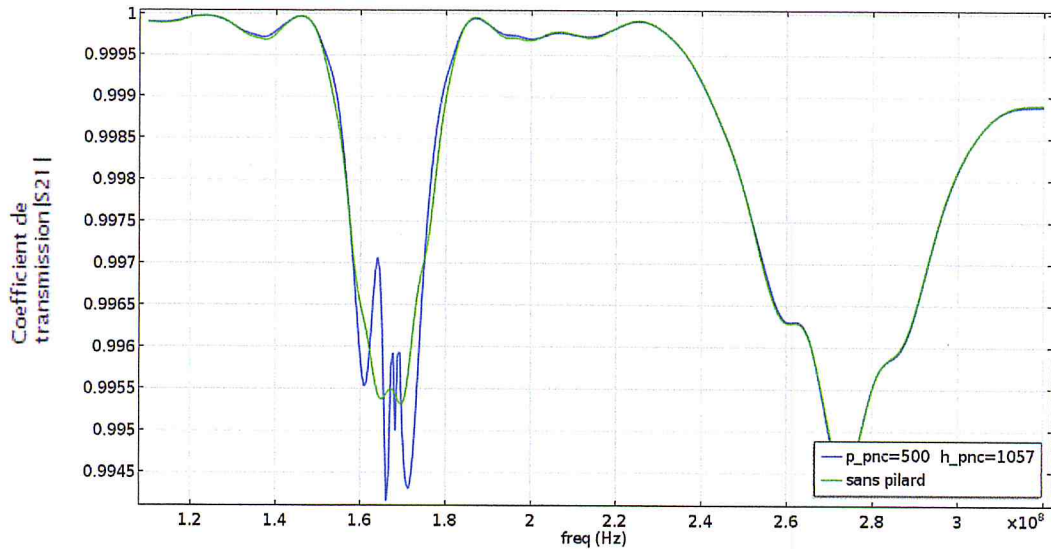


Figure III.17: Comparaison des pertes de retour S_{11} du SAW en présence et en absence des PnC sous forme de pilier résonateur.

Conclusion

On a montré dans ce chapitre que les cristaux phononiques PnC sont à l'origine des bandes interdites visualisées sur les courbes de dispersion des structures PnC unitaires et confirmées par la réponse électrique S_{21} de la structure SAW couplé avec les PnC . On a étudié l'influence des PnC sous forme réflecteurs de Bragg et puis sous forme de piliers résonnants. On a montré que le paramètre le plus important pour la conception d'un *gap* de Bragg dans la bande passante du SAW est la périodicité (p_{PnC}), par contre la conception d'un *gap* de résonance nécessite un choix simultané de deux paramètres géométriques qui sont ; la périodicité (p_{PnC}) et la hauteur (h_{PnC}) du pilier sans oublier l'effet dû à la nature du matériau. Nous avons aussi montré que le *gap* élastique de Bragg est issu de la réflexion engendrée par les réflecteurs ; alors que le *gap* élastique de résonance est dû à l'absorption de l'énergie mécanique de l'onde de surface par les piliers lorsque ces derniers rentrent en résonance mécanique.

Finalement, Dans le cas du *gap* de Bragg, on a remarqué que le fait de bloquer le mode de Rayleigh par l'ajout des réflecteurs, le mode Sézawa se bloque

automatiquement ; alors que dans le cas du gap de résonance ; les piliers ne bloquent que le mode Rayleigh.

Conclusion générale et perspectives

Dans ce travail, nous avons présenté d'abord une étude de simulation par éléments finis d'une structure de SAW (ligne à retard) constituée de substrat en Silicium monocristallin, d'Oxyde de silicium comme couche isolante, d'une couche piézoélectrique en ZnO comme couche active et deux systèmes d'électrodes, chacun sous forme de peignes inter-digités en Aluminium (formant l'émetteur et le récepteur de la ligne de retard). Dans l'espace séparant les deux systèmes *IDTs* émetteur et récepteur nous utilisons des structures périodiques (sous forme de réflecteurs de Bragg ou sous forme de piliers résonateurs) pour former le cristal phononique (*PnC*) à étudier. Les dimensions géométriques ainsi que les matériaux constituant ces *PnC* sont les principaux paramètres qui contrôlent la fréquence centrale du *gap* et la largeur de la bande interdite élastique.

A partir de l'étude modale effectuée sur une cellule unitaire du SAW, on a pu localiser la fréquence de résonance du mode Rayleigh (localisée à la surface de la couche ZnO) à $f_{rR}=167.24$ MHz ainsi que la fréquence de résonance du mode Sézawa (localisé sur le substrat) à $f_{rS}=296.72$ MHz. Ces résultats sont ensuite confirmés par la réponse électrique du SAW en faisant une étude harmonique de la même cellule. Après nous avons effectué une autre étude harmonique en tenant compte de toute la structure SAW afin de visualiser l'influence des différents paramètres géométriques (tels que la périodicité des électrodes, leurs nombre et la longueur de la ligne) sur la réponse électromécanique de la structure sans l'ajout des structures *PnC*.

La réponse électrique de la structure SAW est représenté en termes de pertes de retour et en terme de pertes d'insertion exprimé par les paramètres S_{11} et S_{12} respectivement. Le coefficient de réflexion S_{11} est presque égal à 1 pour toute la gamme de fréquence étudiée mais il subit une baisse au voisinage de deux fréquences de résonances f_{rR} et f_{rS} , tandis que les pertes d'insertion S_{21} quant à elles, subissent des variations à l'inverse du coefficient de réflexion ; où S_{21} est maximal aux endroits de résonances.

La courbe de dispersion de la ligne à retard SAW (sans *PnC*) est issue de la transformée de Fourier spatiale du profil de déplacement mécanique $u_{Tot}(x)$ pris à

chaque fréquence. Elle montre que les deux modes R et S sont des modes non dispersifs et que le mode de Sézawa est plus rapide que celui du Rayleigh.

L'étude des paramètres géométriques a montré que la périodicité p_e de paires d'électrodes est le paramètre de conception le plus important pour fixer la fréquence de travail de la structure SAW. Le nombre des électrodes est un paramètre important aussi, car il influe sur la largeur des deux pics principaux et par conséquent sur la bande passante du filtre. La longueur de la ligne par contre, il n'a presque pas d'influence sur la réponse électrique car les pertes mécaniques intrinsèques aux matériaux sont très petites.

Nous avons, ensuite, fait une autre étude montrant l'influence de la présence des cristaux phononiques (PnC s) dans l'espace entre les électrodes $IDTs$ (émetteurs et récepteurs). Les PnC ajoutés peuvent être soit de type de réflecteurs de Bragg, soit de type de piliers résonants. On a pu montrer que le paramètre le plus important pour la création du gap de Bragg dans la bande passante du SAW est la périodicité (p_{PnC}) des structures formant le miroir, la hauteur et le nombre de réflecteur influent également sur la largeur et la profondeur du gap sur la réponse électrique. Après un choix convenable des paramètres géométriques des réflecteurs, on a pu générer un gap de fréquence s'étalant de $f_{min}=159.6$ MHz à $f_{max}=168.88$ MHz.

Concernant le gap de résonance, la fréquence de résonance du pilier est fixée par un choix judicieux de couple (p_g, h_g) qui représentent respectivement la périodicité et la hauteur du pilier. On a choisi comme exemple le couple $p_g=100$ nm et $h_g=503.35$ nm pour étudier le gap de résonance. On a visualisé un gap de résonance de pilier allant de $f_{min}=160$ MHz à $f_{max}=170$ MHz. A la différence du gap de Bragg, le gap de résonance est caractérisé par une réflexion minimale à la fréquence centrale du gap .

Finalement, On a constaté que dans le cas du gap de Bragg, le fait de bloquer le mode de Rayleigh par l'ajout des réflecteurs, le mode Sézawa se bloque automatiquement ; alors que dans le cas du gap de résonance ; les piliers ne bloquent que le mode Rayleigh.

Le présent travail est une étude préliminaire de faisabilité de PnC sous forme de réflecteurs de Bragg ou sous forme de résonateur pilier couples avec les

structures SAW pour la conception des filtres et des résonateurs, cette étude a un potentiel énorme d'utilisation dans plusieurs domaines tels que les capteurs, les actionneurs, les filtres, etc.

Dans la suite de ce travail, nous prévoyons d'approfondir l'étude pour d'autres géométries d'autres matériaux et d'autres applications, et voir les possibilités de réalisation de ces composants.

References ET bibliographies

- [1] L., Zhimin, et al, "Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches". Microwave and Guided Wave Letters, IEEE {see also IEEE Microwave and Wireless Components Letters}, 8(8), 269- 271. (1998).
- [2] E. Fourn, E.,et al. "MEMS switchable interdigital coplanar filter". Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 51(1), 320-324. (2003).
- [3] Brank, J., Yao, Z. J., Eberly, M., Malczewski, A., Varian, K., & Goldsmith, C. L. "RF MEMS-based tunable filters". International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 11(5), 276-284. (2001).
- [4] D. Royer et E. Dieulesaint: "Elastic Waves In Solids I: Free and Guided Propagation", Springer 2000.
- [5] R. Serhane, Thèse de Doctorat, Université Des Sciences et de La Technologie Houari Boumediene, (Juillet 2014).
- [6] R.M. White and F.W. Voltmer "Direct Piezoelectric Coupling to Surface Elastic Waves", Applied Physics Letters, Vol. 7, No. 12, p. 314-316, 15 Dec 1965.
- [7] R.M. WHITE and F.W. VOLTMER "Direct Piezoelectric Coupling to Surface Elastic Waves » Applied Physics Letters, Vol. 7, No. 12, 15 Dec 1965, pp. 314-316
- [8] Relva C. BUCHANAN, M. Dekker, Piezoelectric and Electrooptic Ceramics, p. 139-225, 1986.
- [9] S. Le Dren, Thèse de Doctorat, Institut National Des Sciences Appliquées De Lyon, Mai 2000.
- [10] C. MAGNET, Thèse de doctorat : L'institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2006.
- [11] N. BAHLOULI, «Cours sur les matériaux composites.» Support de cours : Université de Strasbourg.
- [12] D. Morgan: Surface acoustic wave filters. Elsevier, 2007.
- [13] A. Safari et E. K. Akdogan,"Piezoelectric and Acoustic Materials for Transducer Applications", Springer, New York, (2008).
- [14] S. H. Tseng, These de Maser, Tatung University, (Julay 2000).
- [15] <http://fr.hwnanomaterial.com>
- [16] A. Khelif, « cours sur les dispositifs à ondes élastiques de surface », Institut FEMTO-ST, Dépt, LPMO ENSMM, (novembre 2006).
- [17] Lord Rayleigh, Proc. London Math. Soc. 17, 4 (1885).

- [18] V. Laude, « cours sur les exemples de dispositifs à ondes élastiques », Institut FEMTO-ST, Département MN2S équipe MINANO (micro-instrumentation, nanosciences et ondes), (2005-2006).
- [19] <https://www.comsol.com/blogs/piezoelectric-baw-resonator-modeling/>
- [20] J.R. Klauder, A.C. Price, S. Darlington and W.J. Albersheim, "The theory and design of chirp radars", Bell Syst. Tech. J., 39, p. 745-808, 1960.
- [21] D.P. Morgan, History of SAW devices, IEEE Int. Freq. Contr. Symp., p. 439-460, 1998.
- [22] M. Dahmani et H. Mokhtari, Mémoire de Master, Université Blida, (2016).
- [23] D. P. Morgan. "History of SAW devices". *IEEE Inter. Freq. Cont. Symp.*, (1998) 439-460.
- [24] J. H. Collins. "A short history of microwave acoustics". *IEEE Trans. on Micro. Theo. And Tech*, 32(9), (1984), 1127-1140.
- [25] Thomson Microsonics SAW components, data book, 2000-2001.
- [26] Henri Pailloux : Piézoélectricité. Calcul des vitesses de propagation. *J. phys. radium*, 19(5):523–526, 1958.
- [27] C. Droit, Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, (2013).
- [28] J.Machui, et al, a New low loss SAW filter structure with extremely wide bandwidth for mobile communication systems. In *Microwave Symposium Digest*, 1993. IEEE MTT-S International, pages 1501–1504. IEEE, 1993.
- [29] <http://www.rfm.com/products/SAWfilters.php>.
- [30] L. Reindl et W. Ruile, "Programmable reflectors for SAW-ID-tags. In *Ultrasonics Symposium*, 1993. Proceedings, IEEE, volume 1, p. 125–130, 1993.
- [31] M. Mohamed, El Gowini and Walied A. Moussa, « A Reduced Three Dimensional Model for SAW Sensors Using Finite Element Analysis », *Sensors*, 9, 9945-9964, 2009.1
- [32] H. Wohltjen, « mechanism of operation and design considerations for surface acoustic wave device vapour sensors », *Sensors and Actuators*, 5, 307- 325, 1984.
- [33] E. Dieulesaint et D. Royer : "Ondes élastiques dans les solides : application au traitement du signal". Masson et Cie, 1974.
- [34] A.H. Fahmy et E. L. Adler : Propagation of acoustic surface waves in multilayers: A matrix description. *Applied Physics Letters*, 22(10):495–497, 1973.
- [35] Akhlesh Lakhtakia, Vasundara V. Varadan et Vijay K. Varadan: "Reflection characteristics of an elastic slab containing a periodic array of circular elastic cylinders: P and sv wave analysis". *The Journal of the Acoustical Society of America*, 83(4):1267–1275, 1988.

- [36] J. Liu, L. Ye, D. A. Weitz et Ping Sheng : Novel acoustic excitations in suspensions of hard-sphere colloids. *Phys. Rev. Lett.*, 65:2602–2605, Nov 1990.
- [37] Ling Ye, Jing Liu, Ping Sheng et D. A. Weitz: Sound propagation in suspensions of solid spheres. *Phys. Rev. E*, 48:2805–2815, Oct 1993.
- [38] Xiaodun Jing, Ping Sheng et Minyao Zhou: Theory of acoustic excitations in colloidal suspensions. *Phys. Rev. Lett.*, 66:1240–1243, Mar 1991.
- [39] Anthony A. Ruffa: Acoustic wave propagation through periodic bubbly liquids. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 91(1):1–11, 1992.
- [40] M. S. Kushwaha, P. Halevi, L. Dobrzynski et B. Djafari-Rouhani: Acoustic band structure of periodic elastic composites. *Phys. Rev. Lett.*, 71:2022–2025, Sep 1993.
- [41] M. S. Kushwaha et P. Halevi: Band-gap engineering in periodic elastic composites. *Applied Physics Letters*, 64(9):1085–1087, 1994.
- [42] M. Sigalas et E.N. Economou: Band structure of elastic waves in two-dimensional systems. *Solid State Communications*, 86(3):141 – 143, 1993.
- [43] F. Van Der Biest, Thèse de Doctorat, Université de Paris 7, (Janvier 2006).
- [44] V. Laude, A. Khelif, A. Choujaa, « les cristaux phononiques », le journal de la recherche et du transfert de l'arc jurassien, n° 210, (octobre 2006).
- [45] <http://www.femto-st.fr/fr/Diffusion/Une-introduction-aux-cristaux-phononiques-3>.
- [46] F. Benaïssa, Mémoire de Magister, Université Abou-Bakr Belkaid Tlemcen, (2013).
- [47] Joannopoulos, R. D. Meade, J. N. Win, *Phononic Crystal: Molding the Flow of Light*, Princeton Univ. Press (1995).
- [48] E. Yablonovitch. *Physical Review Letters* 58(20), 20592062 (1987).
- [49] [c] Jean-Jacques Rousseau et Alain Gibaud : *Cristallographie géométrique et radiocristallographie*. Sciences Sup, Dunod, 2007.
- [50] M.M. Sigalas, E.N. Economou, Band structure of elastic waves in two-dimensional systems. *Solid State Commun.* **86**, 141 (1993).
- [51] M.S. Kushwaha, P. Halevi, L. Dobrzynski, B. Djafari-Rouhani, “Acoustic band structure of periodic elastic composites”. *Phys. Rev. Lett.* 71, 2022 (1993).
- [52] M.S. Kushwaha, P. Halevi, L. Dobrzynski, B. Djafari-Rouhani, “Theory of acoustic band structure of periodic elastic composites”. *Phys. Rev. B* 49, 2313 (1994).
- [53] M.M. Sigalas, E.N. Economou, “Elastic and acoustic wave band structure”. *J. Sound Vib.* 158, 377 (1992).
- [54] J.O. Vasseur, B. Djafari-Rouhani, L. Dobrzynski, M.S. Kushwaha, P. Halevi, Complete acoustic band gaps in periodic fibre reinforced composite materials: the

carbon/epoxy and some metallic systems. *J. Phys. Condens. Matter* 7, 8759-8770 (1994).

[55] J.O. Vasseur, P.A. Deymier, G. Frantzikonis, G. Hong, B. Djafari Rouhani, L. Dobrzynski, "Experimental evidence for the existence of absolute acoustic band gaps in two-dimensional periodic composite media". *J. Phys. Condens. Matter* 10, 6051 (1998).

[56] J.O. Vasseur, P.A. Deymier, B. Chenni, B. Djafari-Rouhani, L. Dobrzynski, D. Prevost, "Experimental and theoretical evidence for the existence of absolute acoustic band gaps in twodimensional solid phononic crystals". *Phys. Rev. Lett.* 86, 3012 (2001).

[57] H. Qu, J. Kanski, P.O. Nilsson, and U.O. Karlsson, "Surface band structure of ZnTe(110) studied by photoemission", *Surface Science*, 251-252, 233-237 (1991).

[58] M.Gorisse, Thèse de Doctorat, Université de Grenoble (2006)

[59] J. Comput, Bérenger. *Phys.* 114, 185 (1994)

[60] M. Zlamal: "On the finite element method". *Numerische Mathematik*, 12, pp. 394–402 (1968)

[61] A Khelif, B. Aoubiza, S. Mohammadi, A. Adibi, and V. Laude, *Phys. Rev. E* 74, 046610 (2006)

[52] K.S. Antennas Propag. Yee *IEEE Trans.* 14 (1966), p. 30 View Record in Scopus Citing articles (850)

[64] W. Pang, H. Zhang and E. S. Kim, "Micromachined Acoustic Wave Resonator Isolated from Substrate", *IEEE Trans. on Ultra.Ferro.and Freq. Cont.*, 52 (8), (2005).

[65] H.C. Martin et L. J. Topp, "Stiffness and deflection analysis of complex structures", *J. of Aeron M. J. Turner, R. W. Clough, .Sci.* (1956).

[66] W. H. Kung Lee, "International Handbook of Earthquake and Engineering Seismology", Volume 1.

[67] Z. Liu, X. Zhang, Y Mao, Y.Y. Zhu, Z. Yang, C.T Chan, and P. Sheng, *Science* 289, 1734 (2000)

[68] Z. Liu, C.T Chan, and P. Sheng, *Phy. Rev. B* 65, 165116 (2002)

[69] X. Zhang, Z. Liu, and Y. Liu, *Eur. Phys. J. B* 42, 477 (2004)

[70] A. Khelif, youns .Acoustic Matamaterials.Negative reflction emaging linsing and clocking .chapitre II.

[71] Jonathan P. Dowling : Sonic band structure in fluids with periodic density variations. *The Journalof the Acoustical Society of America*, 91(5):2539–2543, 1992.

[72] Introduction to Surface Acoustic Wave (SAW) Devices. Part 1. Ken-ya Hashimoto.hashimoto@ieee.orghttp://www.te.chiba-u.jp/~ken.2015

Annexe A

Etapas de simulation de la structure SAW par Comsol

A) FBAR without PnC

Modeling Instructions

1) NEW

1) Go to the Model Wizard window. 2) Click the 2D button. 3) Click Next. 4) In the Add physics tree, select Piezoelectric Devices. 5) Click Next. 6) Choose Frequency Domain, 7) Click Finish.

2) Parameters

1) Right-click Global definition and choose Parameters

Nom	Expression	Description
Lambda	20 [μm]	La longueur d'onde
h_zno	3 [μm]	Epaisseur de la couche piézoélectrique
h_sio2	2 [μm]	Epaisseur de la couche oxyde de silicium
h_si	3*lambda [μm]	Epaisseur de substrat, la couche de Si
h_elect	0.2 [μm]	Epaisseur des électrodes
PML	lambda*1.5 [μm]	Longueur de la région PML
N_pnc	2	Nombre de périodes PnC (Gratings)
n_pair_elec	10	Nombre de paires d'électrode
Fi	150 [MHz]	Fréquence initiale
Ff	350 [MHz]	Fréquence finale
Df	(ff-fi)/500	Le pas fréquentiel

3)Definitions

Right-click Perfectly Matched Layer 1 and choose > type 1-5, 11, 17, 23, 29, 35, 41, 47, 53, 59, 65, 71, 77, 83, 89, 95, 101, 105, 109, 115, 121, 127, 133, 139, 145, 151, 157, 163, 169, 175, 181, 187, 193, 199, 205-208

4) GEOMETRY

4.1.a) Rectangle1

1) Right-click Geometry and choose Rectangle. 2) In the WIDTH text field, type lambda, In the Height text field, type h_si. 3) Locate the Position section. In the y text field, type -h_si. 4) Click to expand the Layers, Layer name >Layer 1, 5) Click the Build Selected button.

4.1.b) Rectangle2

1) Right-click Geometry and choose Rectangle. 2) In the WIDTH text field, type lambda, In the Height text field, type h_zno. 3) Locate the Position section. In the y text field, type 0. 4) Click to expand the Layers, Layer 5) Click the Build Selected button.

4.1.c) Rectangle3

1) Right-click Geometry and choose Rectangle. 2) In the WIDTH text field, type lambda, In the Height text field, type h_sio2. 3) Locate the Position section. In the y text field, type h_sio2. 4) Click to expand the Layers, Layer 5) Click the Build Selected button.

4.1.d) Rectangle4

1) Right-click Geometry and choose Rectangle. 2) In the WIDTH text field, type lambda/4, In the Height text field, type h_elect. 3) Locate the Position section. In the x text field, type lambda/8 4) Locate the Position section. In the y text field, type h_sio2+h_zno. 4) Click to expand the Layers, Layer 5) Click the Build Selected button.

4.1.e) Rectangle5

1) Right-click Geometry and choose Rectangle. 2) In the WIDTH text field, type lambda/4, In the Height text field, type h_elect. 3) Locate the Position section. In the x text field, type lambda/8+lambda/2 4) locate the Position section. In the y text field, type h_sio2+h_zno. 4) Click to expand the Layers, Layer 5) Click the Build Selected button.

4.1.f) Rectangle6

1) Right-click Geometry and choose Rectangle. 2) In the WIDTH text field, type lambda, In the Height text field, type pml. 3) Locate the Position section. In the x text field, type 0 4) locate the Position section. In the y text field, type -h_si-pml. 4) Click to expand the Layers, Layer 5) Click the Build Selected button.

4.2) Array2

1) Right-click Geometry and choose Array. 2) Input object r1, r2, r3, r4, r5, r6. Array type linear n_pair_elec. 3) displacement Locate the Position section. 4) In the x text field, type lambda. 5) Click the Build Selected button. 6) Displacement Locate the Position section. In the x text field, type 0.

4.3) Copy1

Right-click Geometry and choose Array. 2) Input object. Array type linear n_pair_elec. 3) displacement Locate the Position section. 4) In the x text field, type n_pair_elec*lambda+N_pnc*p_pnc. 5) Click the Build Selected button. 6) Displacement Locate the Position section. In the x text field, type 0.

4.4.a) Rectangle3

1) Right-click Geometry and choose Rectangle. 2) In the WIDTH text field, type p_pnc, In the Height text field, type h_si. 3) Locate the Position section. In the x text field n_pair_elec*lambda, type 4) Locate the Position section. In the y text field, type -h_si. 5) Click to expand the Layers, Layer name >Layer 1, 6) Click the Build Selected button.

4.4.b) Rectangle3

1) Right-click Geometry and choose Rectangle. 2) In the WIDTH text field, type p_pnc, In the Height text field, type h_sio2. 3) Locate the Position section. In the x text field n_pair_elec*lambda, type 4) Locate the Position section. In the y text field, type 0. 5) Click to expand the Layers, Layer name >Layer 1, 6) Click the Build Selected button.

4.4.c) Rectangle3

1) Right-click Geometry and choose Rectangle. 2) In the WIDTH text field, type p_pnc, In the Height text field, type h_zno. 3) Locate the Position section. In the x text field n_pair_elec*lambda, type 4) Locate the Position section. In the y text field, type h_sio2. 5) Click to expand the Layers, Layer name >Layer 1, 6) Click the Build Selected button.

4.4.d) Rectangle3

1) Right-click Geometry and choose Rectangle. 2) In the WIDTH text field, type p_pnc/2, In the Height text field, type pml. 3) Locate the Position section. In the x text field n_pair_elec*lambda, type 4) Locate the Position section. In the y text field, type -h_si-pml. 5) Click to expand the Layers, Layer name >Layer 1, 6) Click the Build Selected button.

4.4.e) Rectangle3

1) Right-click Geometry and choose Rectangle. 2) In the WIDTH text field, type p_pnc, In the Height text field, type h_pnc. 3) Locate the Position section. In the x text field lambda*n_pair_elec+ p_pnc/4, type 4) Locate the Position section. In the y text field, type h_sio2+h_zno. 5) Click to expand the Layers, Layer name >Layer 1, 6) Click the Build Selected button.

4.5) Array1

1) Right-click Geometry and choose Array. 2) Input object r7, r8, r9, r10, r15, Array type linear N_pnc. 3) displacement Locate the Position section. 4) In the x text field, type p_pnc. 5) Click the Build Selected button. 6) Displacement Locate the Position section. In the x text field, type 0.

4.6.a) Rectangle1

1) Right-click Geometry and choose Rectangle. 2) In the WIDTH text field, type pml, In the Height text field, type h_si. 3) Locate the Position section. In the y text field, type -pml. 4) Locate the Position section. In the y text field, type --h_si. 5) Click to expand the Layers, Layer name >Layer 1, 6) Click the Build Selected button.

4.6.b) Rectangle2

1) Right-click Geometry and choose Rectangle. 2) In the WIDTH text field, type pml, In the Height text field, type h_sio2. 3) Locate the Position section. In the y text field, type -pml. 4) Locate the Position section. In the y text field, type 0. 5) Click to expand the Layers, Layer 6) Click the Build Selected button.

4.6.c) Rectangle3

1) Right-click Geometry and choose Rectangle. 2) In the WIDTH text field, type pml, In the Height text field, type h_zno. 3) Locate the Position section. In the y text field, type -pml. 4) Locate the Position section. In the y text field, type h_sio2. 5) Click to expand the Layers, Layer 6) Click the Build Selected button.

4.6.d) Rectangle4

1) Right-click Geometry and choose Rectangle. 2) In the WIDTH text field, type pml, In the Height text field, type pml. 3) Locate the Position section. In the x text field, type -pml. 4) Locate the Position section. In the y text field, type -h_si-pml. 4) Click to expand the Layers, Layer 5) Click the Build Selected button.

4.7) Copy1

Right-click Geometry and choose Array. 2) Input object. Array type $pml+(n_pair_elec*\lambda)*2+N_pnc*p_pnc$. 3) displacement Locate the Position section. 4) In the x text field, type $n_pair_elec*\lambda+N_pnc*p_pnc$. 5) Click the Build Selected button. 6) Displacement Locate the Position section. In the x text field, type 0.

5) Material

5.1) Material (Al)

1) right-click Materials and choose Open Material Browser. 2) In the tree, select Built-In and choose Ak. 3) Click Paste Selection. 4) In the Paste Selection dialog box, 9-10, 15-16, 21-22, 27-28, 33-34, 39-40, 45-46, 51-52, 57-58, 63-64, 69-70, 75-76, 81-82, 87-88, 93-94, 99-100, 115-116, 121-122, 127-128, 133-134, 139-140, 145-146, 151-152, 157-158, 163-164, 169-170, 175-176, 181-182, 187-188, 193-194, 199-200, 205-206 in the Selection text field. 5) Click OK.

5.2) Material (ZnO)

1) right-click Materials and choose Open Material Browser. 2) In the tree, select Piezoelectric and choose Zinc Oxide. 3) Click Paste Selection. 4) In the Paste Selection dialog box, type 3, 7, 13, 19, 25, 31, 37, 43, 49, 55, 61, 67, 73, 79, 85, 91, 97, 103, 108, 113, 119, 125, 131, 137, 143, 149, 155, 161, 167, 173, 179, 185, 191, 197, 203, 209 in the Selection text field. 5) Click OK.

5.3) Material (SiO₂)

1) right-click Materials and choose Open Material Browser. 2) In the tree, select Piezoelectric and choose Zinc Oxide. 3) Click Paste Selection. 4) In the Paste Selection dialog box, type 4, 8, 14, 20, 26, 32, 38, 44, 50, 56, 62, 68, 74, 80, 86, 92, 98, 104, 109, 114, 120, 126, 132, 138, 144, 150, 156, 162, 168, 174, 180, 186, 192, 198, 204, 210 in the Selection text field. 5) Click OK.

5.4) Material (Si)

1) right-click Materials and choose Open Material Browser. 2) In the tree, select Piezoelectric and choose Zinc Oxide. 3) Click Paste Selection. 4) In the Paste Selection dialog box, type 1-2, 5-6, 11-12, 17-18, 23-24, 29-30, 35-36, 41-42, 47-48, 53-54, 59-60, 65-66, 71-72, 77-78, 83-84, 89-90, 95-96, 101-102, 106-107, 111-112, 117-118, 123-124, 129-130, 135-136, 141-142, 147-148, 153-154, 159-160, 165-166, 171-172, 177-178, 183-184, 189-190, 195-196, 201-202, 207-208 in the Selection text field. 5) Click OK.

6) Piezoelectric Devices (pzd)

1) Click Piezoelectric Devices (pzd). 2) Click Paste Selection. 3) In the Paste Selection dialog box, type 1-210. 4) Click OK. 5) Thickness section. In the d ext field, type $N*p$.

6.1) Damping and Loss

1) Click Piezoelectric material and choose Damping and Loss. 2) Damping type Loss factor for cE . 3) the η_{CE} list, choose User defined. In the associated text field, type $0.333e^{-3}$. 4) Dielectric Loss, Loss factor for ϵS . 5) the $\eta_{\epsilon S}$ list, choose User defined. In the associated text field, type $1e^{-3}$.

6.2) Linear Elastic Material (isotropies)

1) right-click Piezoelectric Devices (pzd) and choose Linear Elastic Material. 2) Click Paste Selection. 3) In the Paste Selection dialog box, type 3, 7, 9-10, 13, 15-16, 19, 21-22, 25, 27-28, 31, 33-34, 37, 39-40, 43, 45-46, 49, 51-52, 55, 57-58, 61, 63-64, 67, 69-70, 73, 75-76, 79, 81-82, 85, 87-88, 91, 93-94, 97, 99-100, 103, 108, 113, 115-116, 119, 121-122, 125, 127-128, 131, 133-134, 137, 139-140, 143, 145-146, 149, 151-152, 155, 157-158, 161, 163-164, 167, 169-170, 173, 175-176, 179, 181-182, 185, 187-188, 191, 193-194, 197, 199-200, 203, 205-206, 209 in the Selection text field. 4) Click OK.

6.3) Damping

1) right-click Linear Elastic Material and choose Damping. 2) Damping type Isotropic loss factor. 3) the η_S list, choose User defined. In the associated text field, type $2e^{-4}$.

6.2) Linear Elastic Material (anisotropies)

1) right-click **Piezoelectric Devices (pzd)** and choose **Linear Elastic Material**. 2) Click **Paste Selection**. 3) In the **Paste Selection** dialog box, type 1-2, 5-6, 11-12, 17-18, 23-24, 29-30, 35-36, 41-42, 47-48, 53-54, 59-60, 65-66, 71-72, 77-78, 83-84, 89-90, 95-96, 101-102, 106-107, 111-112, 117-118, 123-124, 129-130, 135-136, 141-142, 147-148, 153-154, 159-160, 165-166, 171-172, 177-178, 183-184, 189-190, 195-196, 201-202, 207-208 in the **Selection** text field. 4) Click **OK**.

6.3) Damping

1) right-click **Linear Elastic Material** and choose **Damping**. 2) Damping type **Isotropic loss factor**. 3) The η_s list, choose **User defined**. In the associated text field, type 1.66e-4.

6.5) Ground1

1) right-click **Piezoelectric Devices (pzd)** > **Electrical** and choose **Ground**. 2) Click **Paste Selection**. 3) In the **Paste Selection** dialog box, type 20, 39, 58, 77, 96, 115 in the **Selection** text field. 4) Click **OK**.

6.6) Terminal1

1) right-click **Piezoelectric Devices (pzd)** > **Electrical** and choose **Terminal**. 2) Click **Paste Selection**. 3) In the **Paste Selection** dialog box, type 25, 44, 63, 82, 101, 120 in the **Selection** text field. 5) Click **OK**.

6.5) Ground2

1) right-click **Piezoelectric Devices (pzd)** > **Electrical** and choose **Ground**. 2) Click **Paste Selection**. 3) In the **Paste Selection** dialog box, type 359, 378, 397, 416, 435, 454 in the **Selection** text field. 4) Click **OK**.

6.6) Terminal2

1) right-click **Piezoelectric Devices (pzd)** > **Electrical** and choose **Terminal type terminated**. 2) Click **Paste Selection**. 3) In the **Paste Selection** dialog box, type 364, 383, 402, 421, 440, 459 in the **Selection** text field. 5) Click **OK**.

7) Mech

7.1) Mapped

1) right-click **Mesh** and choose **Mapped**

7.1.1) Distribution 1

1) right-click **Mapped** and choose **Distribution**. 2) Click **Paste Selection**. 3) In the **Paste Selection** dialog box, type 5, 14, 33, 52, 71, 90, 109, 128, 137, 146, 155, 164, 173, 182, 191, 200, 209, 218, 227, 236, 245, 254, 263, 272, 281, 290, 299, 308, 317, 326, 335, 344, 353, 372, 391, 410, 429, 448, 467, 474 in the **Selection** text field. 4) Click **OK**. 5) In the **Number of elements** text field, type 4.

7.1.2) Distribution 2

1) right-click **Mapped** and choose **Distribution**. 2) Click **Paste Selection**. 3) In the **Paste Selection** dialog box, type 19, 22, 24, 27, 38, 41, 43, 46, 57, 60, 62, 65, 76, 79, 81, 84, 95, 98, 100, 103, 114, 117, 119, 122, 483, 486, 488, 491, 502, 505, 507, 510, 521, 524, 526, 529, 540, 543, 545, 548, 559, 562, 564, 567, 578, 581, 583, 586 in the **Selection** text field. 4) Click **OK**. 5) In the **Number of elements** text field, type 3.

7.1.3) Distribution 3

1) right-click **Mapped** and choose **Distribution**. 2) Click **Paste Selection**. 3) In the **Paste Selection** dialog box, type 3, 12, 31, 50, 69, 88, 107, 126, 140, 154, 168, 182, 196, 210, 224, 238, 252, 266, 280, 294, 308, 322, 336, 350, 364, 378, 392, 406, 420, 434, 448, 462, 476, 495, 514, 533, 552, 571, 590, 598 in the **Selection** text field. 4) Click **OK**. 5) In the **Number of elements** text field type 15.

7.1.4) Distribution 4

1) right-click **Mapped** and choose **Distribution**. 2) Click **Paste Selection**. 3) In the **Paste Selection** dialog box, type 7, 16, 35, 54, 73, 92, 111, 130, 144, 158, 172, 186, 200, 214, 228, 242, 256, 270, 284, 298, 312, 326, 340, 354, 368, 382, 396, 410, 424, 438, 452, 466, 480, 499, 518, 537, 556, 575, 594, 600 in the **Selection** text field. 4) Click **OK**. 5) In the **Number of elements** text field, type 8.

7.1.5) Distribution 5

1) right-click **Mapped** and choose **Distribution**. 2) Click **Paste Selection**. 3) In the **Paste Selection** dialog box, type 1, 10, 29, 48, 67, 86, 105, 124, 138, 152, 166, 180, 194, 208, 222, 236, 250, 264, 278, 292, 306, 320, 334, 348, 362, 376, 390, 404, 418, 432, 446, 460, 474, 493, 512, 531, 550, 569, 588, 597 in the **Selection** text field. 4) Click **OK**. 5) In the **Number of elements** text field type 14.

7.1.6) Distribution 6

1) right-click **Mapped** and choose **Distribution**. 2) Click **Paste Selection**. 3) In the **Paste Selection** dialog box, type 2, 11, 30, 49, 68, 87, 106, 475, 494, 513, 532, 551, 570, 589 in the **Selection** text field. 4) Click **OK**. 5) In the **Number of elements** text field 16.

7.1.7) Distribution 7

1) right-click **Mapped** and choose **Distribution**. 2) Click **Paste Selection**. 3) In the **Paste Selection** dialog box, type 125, 139, 153, 167, 181, 195, 209, 223, 237, 251, 265, 279, 293, 307, 321, 335, 349, 363, 377, 391, 405, 419, 433, 447, 461 in the **Selection** text field. 4) Click **OK**. 5) In the **Number of elements** text field type 8.

7.1.8) Distribution 8

1) right-click **Mapped** and choose **Distribution**. 2) Click **Paste Selection**. 3) In the **Paste Selection** dialog box, type **20, 25, 39, 44, 58, 63, 77, 82, 96, 101, 115, 120, 484, 489, 503, 508, 522, 527, 541, 546, 560, 565, 579, 584** in the **Selection** text field. 4) Click **OK**, 5) In the **Number of elements** text field type **4**.

8) Study

1) Click **Step 1: Frequency Domain**. 2) In the **Frequencies** text field, type range (fi, df, ff) MHz. 3) right-click **Study** and click **Compute**.

9) Results

9.1) Admittance

1) right-click **Results** and choose **1D Plot Group**. 2) **Data Set** choose **Solution 1**. 3) **Axis** Select the **y-Axis log scale** check box. 4) right-click **1D Plot Group** and choose **Global**. 5) **y-Axis Data** > **Expression** **abs(Y.11)**. 6) **X-Axis Data** > **Replace Expression** > **Frequency (pzd.freq)**. 7) Click **Plot**.

9.2) déplacement mécanique

1) right-click **Data Sets** and choose **cut line 2D**. 2) **Line Data**: X (Point 1: 0, Point 2: $Ng \cdot p + 2 \cdot PML$), Y (Point 1: $hp + 2 \cdot he$, Point 2: $hp + 2 \cdot he$). 3) right-click **Results** and choose **1D Plot Group**. 4) **Data Set** chooses **cut line 2D 1**. 5) right-click **1D Plot Group** and choose **Global**. 6) **Y-Axis Data** > **Expression** **v**. 7) **X-Axis Data** > **Expression** **X**. 7) click **Plot**.

B) With PnC

1) GEOMETRY

1.1) Mech

1.1.1) Distribution 2

1) right-click **Mapped** and choose **Distribution**. 2) Click **Paste Selection**. 3) In the **Paste Selection** dialog box, type **133, 136, 147, 150, 161, 164, 175, 178, 189, 192, 203, 206, 217, 220, 231, 234, 245, 248, 259, 262, 273, 276, 287, 290, 301, 304**,

Annexe B

Programme Matlab pour le tracé du déplacement mécanique et l'admittance électrique ainsi que pour le calcul de la FFT de $u_z(x, f)$

```
clear all
close all
clc
format short

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Uz %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
[fichier chemin] = uigetfile (*.txt', 'Ouverture du fichier Uz.txt');
chemin_fichier = [chemin fichier];
data = load(chemin_fichier); % (x,Uz)

% fi=10e6;
% ff=250e6;
% N=300;
fi=120e6;
ff=320e6;
N=400;

f=fi:(ff-fi)/N:ff;

[Nx Nf]=size(data);
Nf=Nf-1; % car la liere collone des data est les coordonnées x du cut ligne et la
deuxième colonne est y
Uz=(data(:,2:Nf+1));%
x=data(:,1);

[X F]=meshgrid(x,f);
figure(1)
%surf( X,F,20.*log10(abs(Uz') ./max(max(abs(Uz')))));
% surf( X,F,abs(Uz'));
% mesh( X,F,abs(Uz'));
% mesh( X,F,20.*log10(abs(Uz') ./max(max(abs(Uz')))));
xlabel('x (m)', 'FontSize',14);
ylabel('f (Hz)', 'FontSize',14);
zlabel('u_z (dB)', 'FontSize',14);

shading interp
view(gca,[0 90]);
colorbar

% %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% FFT(Uz) Directement à partir de COMSOL
% %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% [fichier chemin] = uigetfile (*.txt', 'Ouverture du fichier FFT_Uz.txt');
% chemin_fichier = [chemin fichier];
% data = load(chemin_fichier); % (x,Uz)
%
% f=1500000000:1000000:1850000000;
%
% [Nkx Nf]=size(data);
% Nf=Nf-1; % car la liere collone des data est les coordonnées x du cut ligne
% fft_Uz=data(:,2:Nf+1);
% kx=data(:,1);
%
% [Kx F]=meshgrid(kx,f);
% figure(2)
% surf( Kx,F,20.*log10(abs(fft_Uz') ./max(max(abs(fft_Uz')))));
% view(gca,[0 90]);
% colorbar
% shading interp

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% FFT(Uz) calculée %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
dx=x(2)-x(1);
```

```

KX=1*pi/dx;
k=[0: KX/(Nx-1):KX];
for i=1:Nf
    U(:,i)=[Uz(:,i) ;zeros(512,1)];
    fft_Uz(:,i)=(fft(U(:,i)).*dx);
end

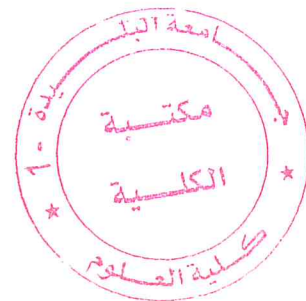
fft_Uz=(fft_Uz(1:Nx,1:Nf));

[ K F]=meshgrid(k,f);
figure(2)
surf( K,F,20.*log10(abs(fft_Uz') ./max(max(abs(fft_Uz')))));
    %surf( K,F,abs(fft_Uz'));

shading interp
view(gca,[0 90]);
colorbar
xlabel('k_x(rad/m)','FontSize',14);
ylabel('f(Hz)','FontSize',14);
zlabel('FFT(u_z) (dB)','FontSize',14);

% %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Y11 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% [fichier chemin ]= uigetfile ('*.txt' , 'Ouverture du fichier Y11.txt');
% chemin_fichier = [chemin fichier];
% data = load(chemin_fichier); % (x,Uz)
%
% f=data(:,1);
% Y11=data(:,2);
% figure(3)
% semilogy(f,Y11,'LineWIDTh',2)
% xlabel('f(GHz)','FontSize',14);
% ylabel('|Y_{11}| (\Omega^{-1})','FontSize',14);
% set(gca,'FontSize',14)
% grid

```



مَتَخَص

في هذا العمل، قمنا بدراسة خصائص البلورات الفونونية على شكل عاكسات براغ أو اعمدة الرنين لخلق شريط التردد الممنوع في الاستجابة الكهربائية لانظمة SAW. عاكسات براغ او اعمدة الرنين هي عبارة عن هياكل دورية توضع ما بين الأقطاب الكهربائية للمرسل ، والأقطاب الكهربائية للمستقبل. الدراسة تمت بواسطة المحاكاة (Comsol Multiphysics) لمعتمد على طريقة العناصر المحدودة (FEM).

قد أظهرت هذه الدراسة أن العنصر الأكثر أهمية لشريط التردد الممنوع براج (انعكاس) هو الدور (p_{PnC}) ، اما انشاء شريط التردد الممنوع باستخدام اعمدة الرنين (امتصاص) يتطلب الاختيار الدقيق للمعلمين الهندسيين المتمثلين في الارتفاع (h_{PnC}) و الدور (p_{PnC}) للعمود.

الكلمات المفتاحية SAW, MEMS, Phononic crystal, resonance, mirror de Bragg; simulation

Résumé

Dans ce travail, les propriétés des cristaux phononiques sous forme de Réflecteurs de Bragg et sous forme de pilliers ont été étudiées numériquement pour la création de bandes interdites fréquentielles dans la réponse électrique d'une ligne à retard SAW. Les réflecteurs de Bragg ou les pilliers sont des structures périodiques qui sont déposées entre les électrodes IDTs émetteurs et les électrodes IDTs récepteurs. L'étude est une simulation par la Méthode des Éléments Finis sous Comsol Multi-physiques. Cette étude a montré que le paramètre le plus important pour la conception d'un gap de Bragg (de réflexion) est la périodicité (p_{PnC}), par contre la conception d'un gap de résonance (d'absorption) nécessite un choix simultané de deux paramètres géométriques qui sont; la périodicité (p_{PnC}) et la hauteur (h_{PnC}) du pillier.

Mots clés : SAW, MEMS, Phononic crystal, resonance, mirror de Bragg; simulation.

Abstract

In this work, we investigate numerically the properties of phononic crystals formed by Bragg reflectors or resonant pillar for the creation of frequency band gaps in the electrical response of a SAW delay line. The Bragg reflectors and the pillar are periodic structures which are deposited in between the IDTs transmitter electrodes and the IDTs receiver electrodes. This study is a Finite element method simulation performed under Comsol Multiphysics. This study showed that the most significant parameter for designing the Bragg band gap (of reflexion) is the periodicity (p_{PnC}), otherwise, the design of a resonance band gap (of absorption) requires the simultaneous choice of the two geometrical parameters which are; the periodicity (p_{PnC}) and the height (h_{PnC}) of the pillar.

Keywords: SAW, MEMS, Phononic crystal, resonance, Bragg mirror; Wave simulation.

